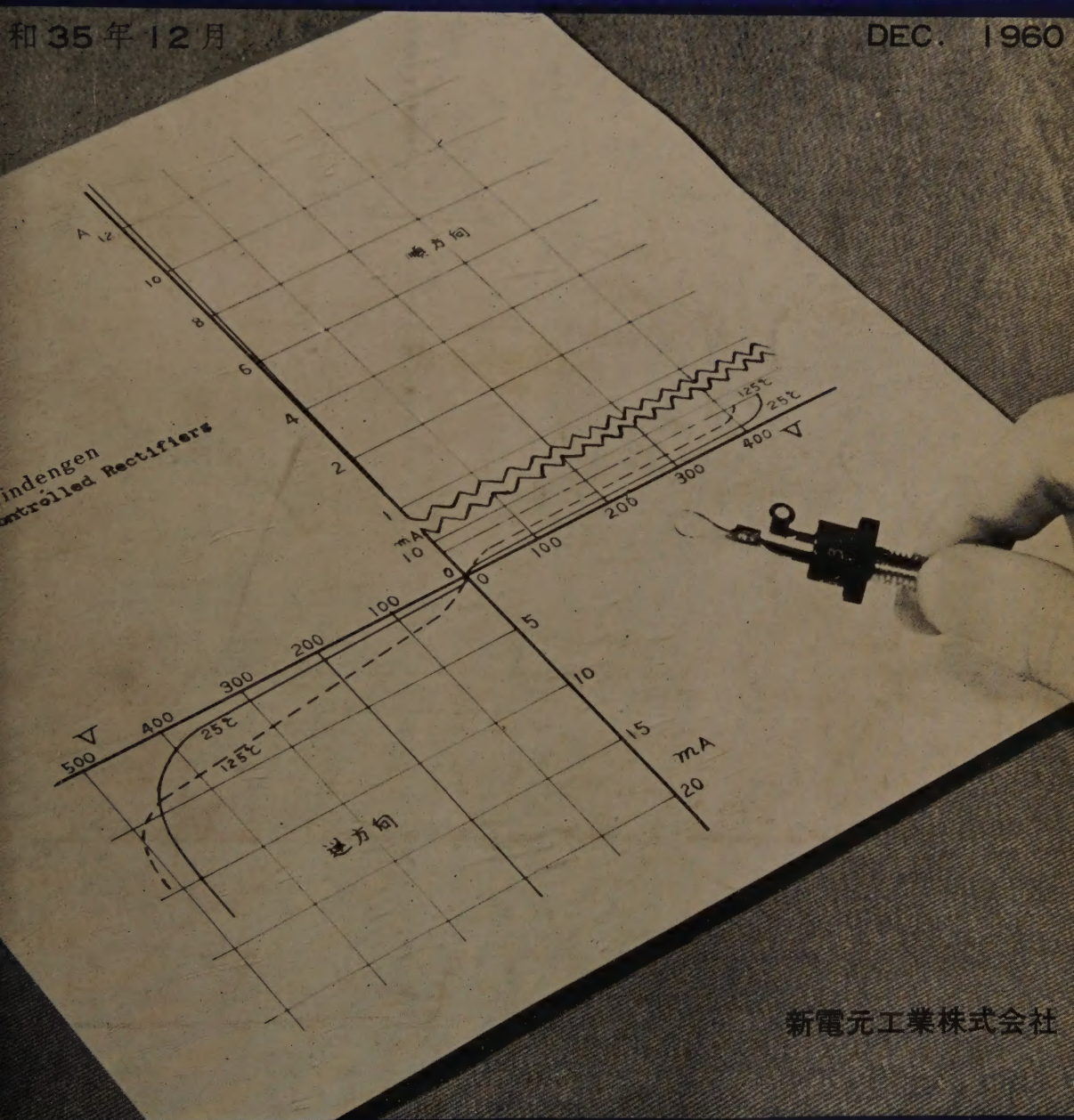


電氣通信学会雑誌

The Journal of the Institute of
Electrical Communication Engineers of Japan

和 35 年 12 月

DEC. 1960



新電元工業株式会社

社団法人 電氣通信学会

The Institute of Electrical Communication Engineers of Japan

316B形カラーバー・ドット 信号発生器



本器はNTSC方式によるカラー受像機およびカラーテレビ機器の調整や点検に必要な装置で、外部同期信号を必要とせず色回路調整用のカラーバー信号、B-Y・R-Y信号、コンバージェンス調整用のドット信号、格子信号などの映像信号がえられるほかテレビ・チャンネル(1~12チャンネルの内、任意のもの)に変調された高周波出力もえられるので、放送の有無にかかわらずカラー受像機の調整が簡単にできます。

規格

出力映像信号	開放端子で0~2.5V _{p-p} 正または負 100Ω端子で0~1.0V _{p-p}
	飽和度 100%
①カラーバー信号	色配列順 白・黄・シアン・緑・マゼンタ・赤・青の明度順
②色度信号	輝度成分を除去した信号
③輝度信号	色度成分を除去した信号
④格子信号	水平15本、垂直20本
⑤ドット信号	300点
高周波変調出力信号	1~12チャンネルの内、任意の1チャンネルの高周波変調出力が(プラグイン方式により)えられる 出力電圧 約10 mV
副搬送波出力信号	1.0V _{p-p}
寸法・重量	270(巾)×300(高さ)×400(奥行) ・約12 kg

芝電の 測定器

Shibaden

749形ベクトルスコープ



芝電気株式会社 芝電気測器株式会社

本社・工場 東京都世田谷区野沢町2丁目148 (421) 5111~5
八王子工場 八王子市大和田町1644 八王子(2)6121(代)
営業所 東京営業所・大阪営業所・福岡営業所

本器は、NTSC方式における複合カラー信号中の色度信号を測定するために設計されたもので、カラープレクサが正しく調整されているか、または完成されたカラーバー信号を取り扱っている伝送機器が正常な位相・振幅関係をたもっているかどうかを監視し、また敏速な測定を行うのに非常に便利な測定器であります。

なお本器は、一般のオシロスコープ装置で観測する場合と同様に水平掃引表示も可能ですから、特に正確な位相の測定を必要とする場合は零調整法により内部精密移相器で測定することができます。これにより微分位相、微分利得の測定も可能であります。

規格

入力信号	NTSC方式による複合カラー信号(2信号)、映像1V _{p-p} 、同期0.4V _{p-p} 、75Ω不平衡
外部副搬送波入力	3.579545 Mc副搬送波2V _{p-p} 以上
位相測定範囲	0~200°連続可変
位相精度	ベクトル表示において±2° 水平掃引表示(零調整法)において±1°
飽和度測定	2信号比較±3%
表示方式	ベクトル表示と水平掃引表示(期間1H)
校正信号源	3.59 Mc AC100V 50%または60% 約350 VA
寸法	500(巾)×250(高さ)×470(奥行)



会 員 諸 君 へ の お 願 い

——— 会費徴収方法の変更について ———

従来、会員の会費徴収については、団体扱いによる会員のほかは、任意の時期にお払込み願ひ、お払込みのない場合、年四回定期的に（2月、5月、8月、11月）督促することに致して来ましたが、事務の簡素化と会費収納の確実を期するため、下記のように会費徴収方法を改めることになりましたので、御了承の上何卒御協力をお願いいたします。

記

1. 会費は、学会事務所からの請求によって払込むこと。
2. 会費は、半年分を6月（7月から12月まで）および12月（1月から6月まで）に予納すること。
3. この方法は、昭和35年12月から実行します。従って今後お払込みの分は12月分までにして下さい。
4. 会費納入月から6カ月間会費のお払込みがなかった場合は 予告を行なって、雑誌の発送を停止します。
5. 前項によって雑誌発送停止後なお6カ月間会費のお払込みがない場合は予告を行なって除名になります。
6. 一旦、除名になると再入会はできませんので、除名にならぬ前に滞納会費を完納されて、退会届を出されるようお願いいたします。

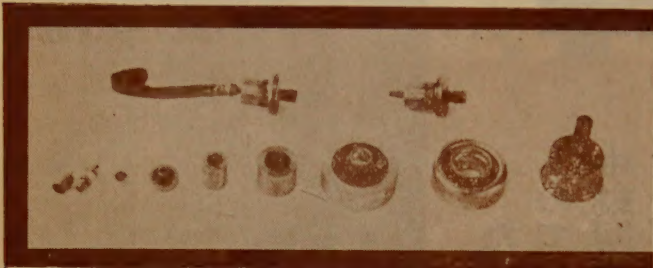
電 気 通 信 学 会

三菱 (2500Mc用SSB-FM方式)
多重無線通信装置

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内・東京ビル

HERMETIC



SEALS



NEC ハーメチック シール

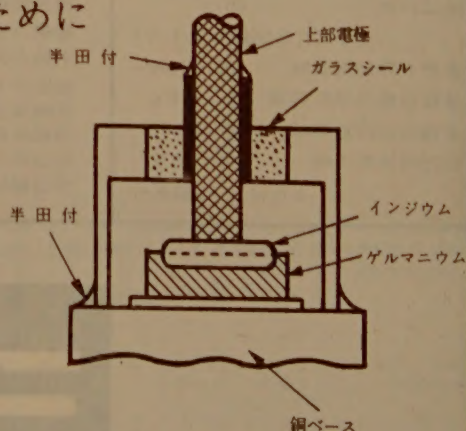
半導体整流器用 気密硝子端子

- 低圧より高圧まで
- 検波用より大電力用まで
- 許容温度範囲の拡張に
- 漏洩による機能劣化防止に
- 半導体整流体の特性を生かすために

●ハーメチックシールは、電気機器部品等を容器の中に密閉する場合の導入端子として用いられるものであります。

●ハーメチックシールは外周が金属でできていて半田付等の方法で容易に容器に接続することができるようになっており、中央のリードとの間は特殊ガラスで完全に絶縁されております。

使用例



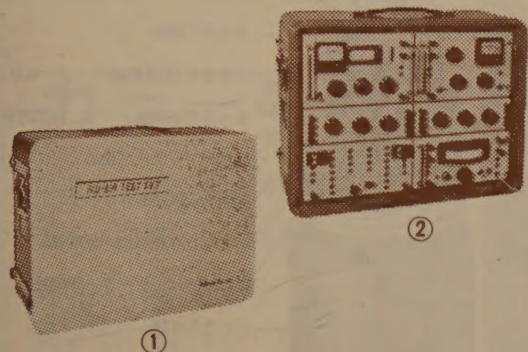
新日本電気株式会社

本社 大阪市北区梅田2番地（第一生命ビル）
支社 東京都港区芝西応寺町55番地
大津工場 大津市栗津晴嵐町25番地

電話（36）3271（代表）
電話（451）9671（代表）
電話 大津 4681～6

NEC

KW-31A 測定装置

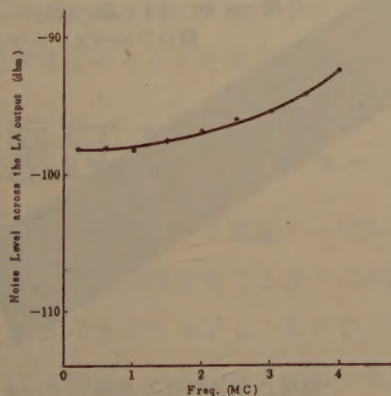


①

本装置は写真①に示すような形態で各種通信回路または通信機器のレベル 損失 利得を測定するのに便利のように構成された測定器で 実験 試作用にまた保守 建設用に御使用戴けると思います

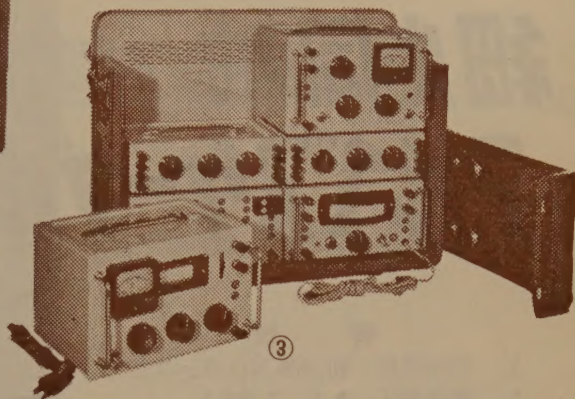
本装置の総合特性は下記のとおりであります。

- (1) 測定周波数範囲 0.2Kc~ 500Kc
- (2) 測定レベル範囲 +30db~-60db
- (3) 利得損失測定範囲 75db
- (4) 電 源 AC100V (御要求による)



本装置の構成は写真③のようになります

- (1) KW-111ACR 発振器 (0.2Kc~ 500Kc)
- (2) KW-325A レベル測定器 (+30db~-60db)
- (3) KW-610A 抵抗減衰器 (75Ω 91db)
- (4) KW-609A " (600Ω 91db)
- (5) KW-810A 切替盤
- (6) KW-811A 較正器

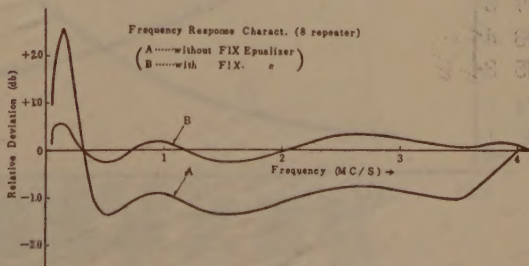


③

なお本装置には周波数並びにレベルの較正器を実装しており周波数は 10^{-4} に レベルは絶対レベルの0.2 db適合することができます 本装置の特長をのべますと下記のようになります

写真①に示すように

- (1) トランク形の形態をしており 小形であるため自動車にまたは汽車に積み込み可能であります特性は従来の移動架式測定装置に比し遜色がありません
- (2) 各測定器を写真②の様に筐体より取出せば自己電源で単独使用が可能です
- (3) 従来の移動架式測定装置より低れんで約 $\frac{1}{2}$ であります
- (4) 周波数較正器 レベル較正器も有しておりますので どんな山間または外地等標準器のない所で測定使用しても安心して使用できます



日本電気

住友電工の

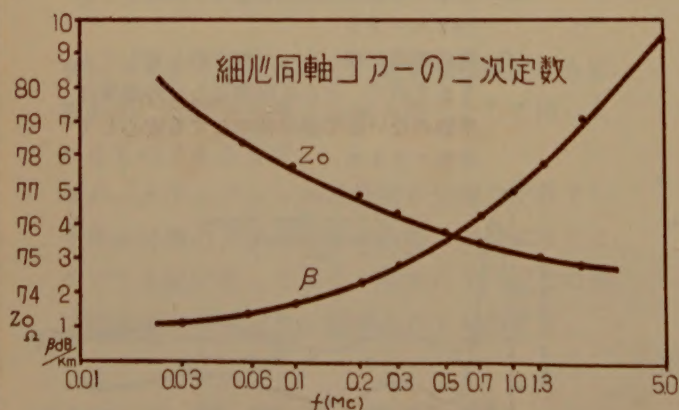
細心同軸 アルベスケーブル

特 性

1. 絶縁抵抗：10,000 M Ω /km以上
2. 絶縁耐圧：A.C. 2,000 V
3. 減衰量：60 dB/km
(1.3 Mcにおいて)
4. 特性インピーダンス：75 \pm 1.5 Ω
(1.3 Mcにおいて)
5. パルス反射：50 dB 以上
(パルス幅 0.05 μ s)
6. 漏話減衰量：120 dB/250 m 以上
(60 kc において)
7. 屈曲特性：きわめて良好
8. 取扱いの難易：ケーブルが軽量の上、可撓性に富み、かつ屈曲特性良好のため、非常に容易



0.65 mm 60 対 8 心細心同軸
複合アルベスケーブル



高度の伝送特性を具備していますので

1. 中短距離搬送ケーブルに
2. テレビ中継回線に
3. 電力線搬送等の引込線等に
適しております。

住友電気工業株式会社

本社 大阪市此花区恩貴島南之町六〇
支社 東京都港区芝琴平町一
支店 名古屋・福岡

昭和の各種遅延線

カラー受像機用遅延素子

VDLS-0718B

カラーTV受像機の輝度信号遅延用として開発された新製品で、特殊巻線構造（特許申請中）を用いるので従来の同種のものに比較すると、波形歪が大幅に減少しています。



遅延ケーブル

VDL-1416A

TV関係および各種の電子機器における波形遅延に広く用いられており遅延歪がなく、減衰量が小さい上に屈曲による特性変化が僅少なので、広帯域および高忠実度を要求される波形遅延用として好適です。



遅延ピース

VDLP

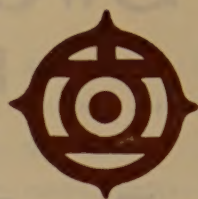
当社で製造している遅延ケーブルを所要の遅延時間を有する長さに切断し、端子をモールドしたもので、このまま機器にとりつけて使用することができます。



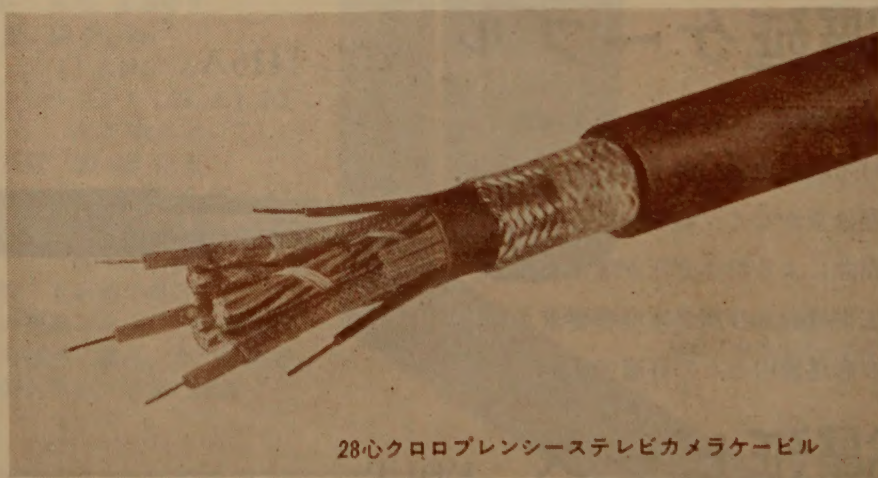
昭和電線電纜株式会社

本社並工場 川崎市東渡田3-1-1
 東京販売店 丸の内（東京海上ビル新館）
 販売店 大阪・名古屋・福岡・仙台・札幌・広島

機械的性能に優れている。



日立のクロブレンシス テレビカメラ用ケーブル



28心クロブレンシステレビカメラケーブル

テレビカメラ用ケーブルはテレビカメラとカメラ制御装置間の映像、その他の信号伝送、カメラ用電源の供給およびカメラの遠方制御等に使われるケーブルであり、近時商業用および工業用テレビの発達は著しいものがあり、テレビ技術の発達とテレビ内容の充実に伴い、テレビカメラ用ケーブルにも高度の電気的機械的強度が要求されるようになってきました。

弊社では、これらの要求に対応して性能のすぐれた各種テレビカメラ用ケーブルを製造し、各方面に納入して好評をいただいております。

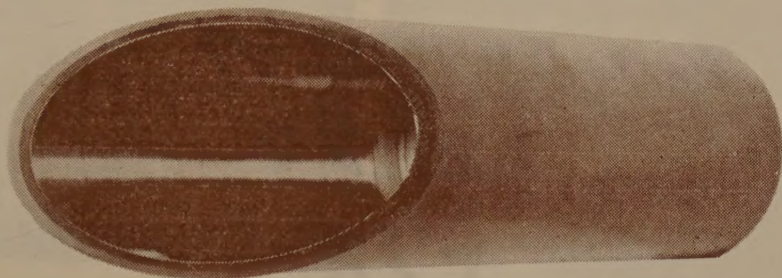
特 長

- (1) 電気的性能がすぐれている。
- (2) 耐水・耐湿性が大きい。
- (3) 可撓性がすぐれ、冬期と夏期との差がない。
- (4) 耐衝撃性が良好である。
- (5) 高所に吊下げる場合でも特別な装置を必要としない。

日立電線株式会社

本 社 東京都千代田区丸の内2の12番地
営業所 大 阪・名 古 屋・福 岡
販売所 札 幌・仙 台・広 島・富 山

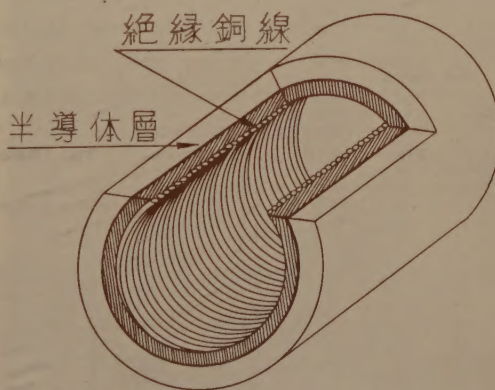
古河電工の 三波伝送用螺旋導波管



低損失長距離超多重伝送路用としてその将来が注目されている、 TE_{01} モード円形導波管の一種類である螺旋導波管は早くからその有用性が予想されておりました。これは細い絶縁銅線を密巻して高精度導波管としたもので、 TE_{01} モード以外のモードを吸収するいわゆるモード・フィルターとしての特性をもつものであります。当社ではこの螺旋導波管を約50m試作し、波長8.6mm帯でその特性を測定した結果そのすぐれた効果をたしかめることが出来ました

螺旋導波管の構造と特性 (34G C帯)

1. 内 径 51mm
2. TE_{01} モード伝送減衰量 0.005db/m
3. おもな不要モードに対するモード・フィルター特性
 - TE_{11} モードに対して 8db/m
 - TE_{12} モードに対して 6db/m
 - TM_{11} モードに対して 60db/m



なお、当社では高精度円形銅製導波管、曲り用誘電体内張り銅製導波管も製造しております。



古河電氣工業株式会社

本 社 東京都千代田区丸の内2の14



-TR-112A/B

タケダ理研の エレクトロニック カウンタ トリオ

-TR-111 + -TR-112A/B + -TR-278
カウンタ アクセサリ・ユニット デジタルプリンタ

フォト・トランジスタ式コード・コンバータを内蔵する超精密エレクトロニックカウンタ

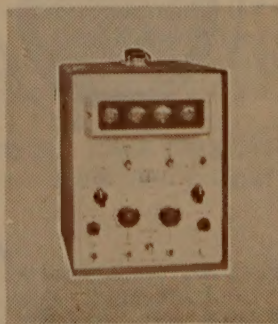
$0 \sim 220\text{MC}$, $0.3\mu\text{S} \sim 10^7\text{S}$, $\pm 1 \pm 5 \times 10^{-8}$ accuracy

1. $10\text{c} \sim 2.5\text{Mc}$ 迄の周波数測定、 $0 \sim 10\text{Kc}$ 迄の周期測定、 $3\mu\text{s} \sim 10^8\text{s}$ の時間々隔測定が特に高精度でできる -TR-110A/B ユニバーサルカウンタ
2. 200Kc 以下の周波数測定並に周期測定、 $30\mu\text{s} \sim 10^8\text{s}$ 迄の時間々隔の他にも周波数比、時間比等1台で6通りの働きをする -TR-109B ユニバーサルカウンタ
3. 200Kc 迄の周波数 $100\mu\text{s} \sim 10^8\text{s}$ の時間々隔測定等の高性能を持って居るにもかかわらず極めて小型化された -TR-108D ユニバーサルカウンタ
4. オーディオ周波数、回転数測定に超小型軽量に作られた -TR-124B デジタルベット

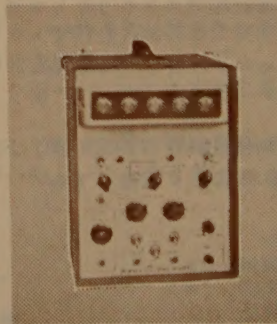
-TR-111 -TR-110A/B -TR-109B -TR-108D には御使用の向に応じてモディファイケーションが各種有りますから御検討下さい。
モディファイケーション H 最小入力感度 5mV_{rms}
モディファイケーション N レベル $0 \sim 100\text{V}$ 精度 $\pm 1\%$ の精密ディスクリミネータを内蔵
モディファイケーション R ラックマウント型



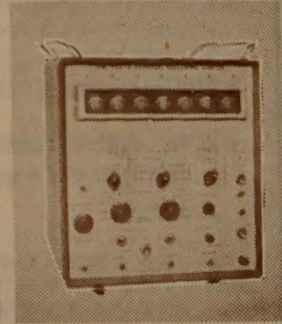
-TR-124B



-TR-108D/108DD



-TR-109B/109BD



-TR-110D/110DD

タケダ理研工業株式会社 東京都練馬区旭町285・Tel (933)4111代

大阪営業所 大阪市北区梅ヶ枝町92 ヤノシゲビル (宇治電ビル前)

Tel : (312局) 0051-0056



**-TR-111エレクトロニック・カウンタ
と-TR-278ディジタル・プリンタ**

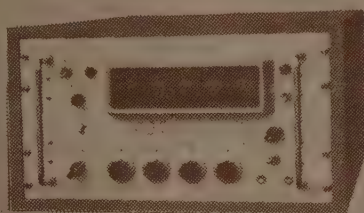
- 10cps ~ 220Mcにわたる広範囲の周波数測定
- 0.3 μ s ~ 10⁷Sにわたる広範囲の時間々隔測定
- ほぼ0cps ~ 10kcにわたる周期測定による低い周波数の精密測定
- 1:1 ~ 1:10⁸にわたる周波数比 時間比測定
- **-TR-278** デジタルプリンタと連動して表示データを直接印字記録することができます
- 10 cps ~ 1kc ~ 100ko ~ 10Mcの標準周波数
- 豊富なアクセサリー

TR-112A/B 周波数変換ユニット

・TR-113A 時間々隔測定ユニット

-TR-113B 周期測定ユニット

・TR-114 増巾器ユニット



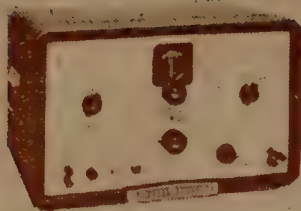
-TR-135F / 135FD

告 急

本紙掲載のカウンタを含む弊社新製品の展示が、下記の各会場において実施されます。

「1961年電子応用測定器展」11、16～19（4日間）
東京都立産業会館5階

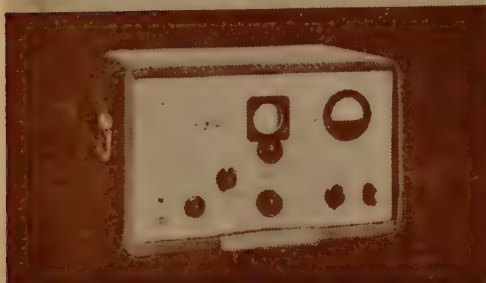
「1961年計測器工業展」12.5～9（5日間）
大阪市見本市恒久展示場



hp 202A FUNCTION GENERATOR—Down to 0.008 cps; transient-free!

Uses: Electrical simulation of mechanical phenomena, vibration studies, servo research and testing, medical research, geophysical problems, subsonic and audio testing.

Advantages: No switching transients, continuously variable 0.008 to 1,200 cps range, 30 v output peak-to-peak constant, hum less than 0.05%, square, triangular or electronically synthesized sine waves, 1% stability, 0.2 db response, less than 1% distortion (sine waves) on all but x 100 range.



hp 650A TEST OSCILLATOR—Flat within 1 db, 10 cps to 10 MC!

Uses: Testing TV amplifiers or wide-band systems, measuring filter transmission characteristics and tuned circuit response, determining receiver alignment, making telephone carrier and bridge measurements.

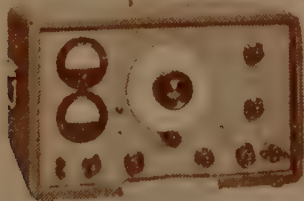
Advantages: No zero set, no adjustments during operation, output voltage range 30 μ v to 3 v, less than 1% distortion, 20 cps to 100 KC; less than 2%, 100 KC to 1 MC; approx. 5% at 10 MC. Hum less than 0.5%, output voltage attenuator, self-contained voltmeter, 2% to 3% stability.

**Easy to operate,
highly stable,
wide range**



PRECISION OSCILLATORS

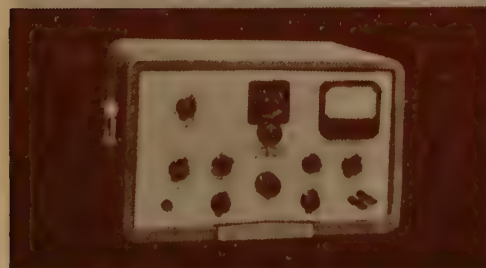
hp precision oscillators perform a wide variety of audio, video, and low frequency tests. They offer the outstanding advantages of flexibility and broad usefulness at moderate cost. Employing the hp pioneered RC resistance capacity circuit, the units combine accuracy and reliability with ease of operation and minimum adjustment.



hp 205AG AUDIO SIGNAL GENERATOR—Six instruments in one; 20 cps to 20 KC!

Uses: Measure amplifier gain and network frequency response, measure broadcast transmitter audio and loudspeaker response, drive bridges, use in production testing or as precision source for voltages. Monitors oscillator output, measures output of device under test.

Advantages: Self-contained instrument, no auxiliary equipment needed. 5 watts output, \pm 1 db response, less than 1% distortion, hum more than 60 db down, no zero setting, output and input meters read v and dbm; four output impedances.



hp 206A AUDIO SIGNAL GENERATOR—Less than 0.1% distortion; 20 cps to 20 KC!

Uses: Convenient, precision audio voltage source; checks FM transmitter response, makes high quality, high fidelity amplifier tests, transmission measurements.

Advantages: Continuously variable audio frequency voltage, (output 15 dbm) 0.2 db response, hum 75 db down, 2% frequency accuracy, less than 0.1% distortion. 111 db attenuator with 0.1 db steps.

Data subject to change without notice.



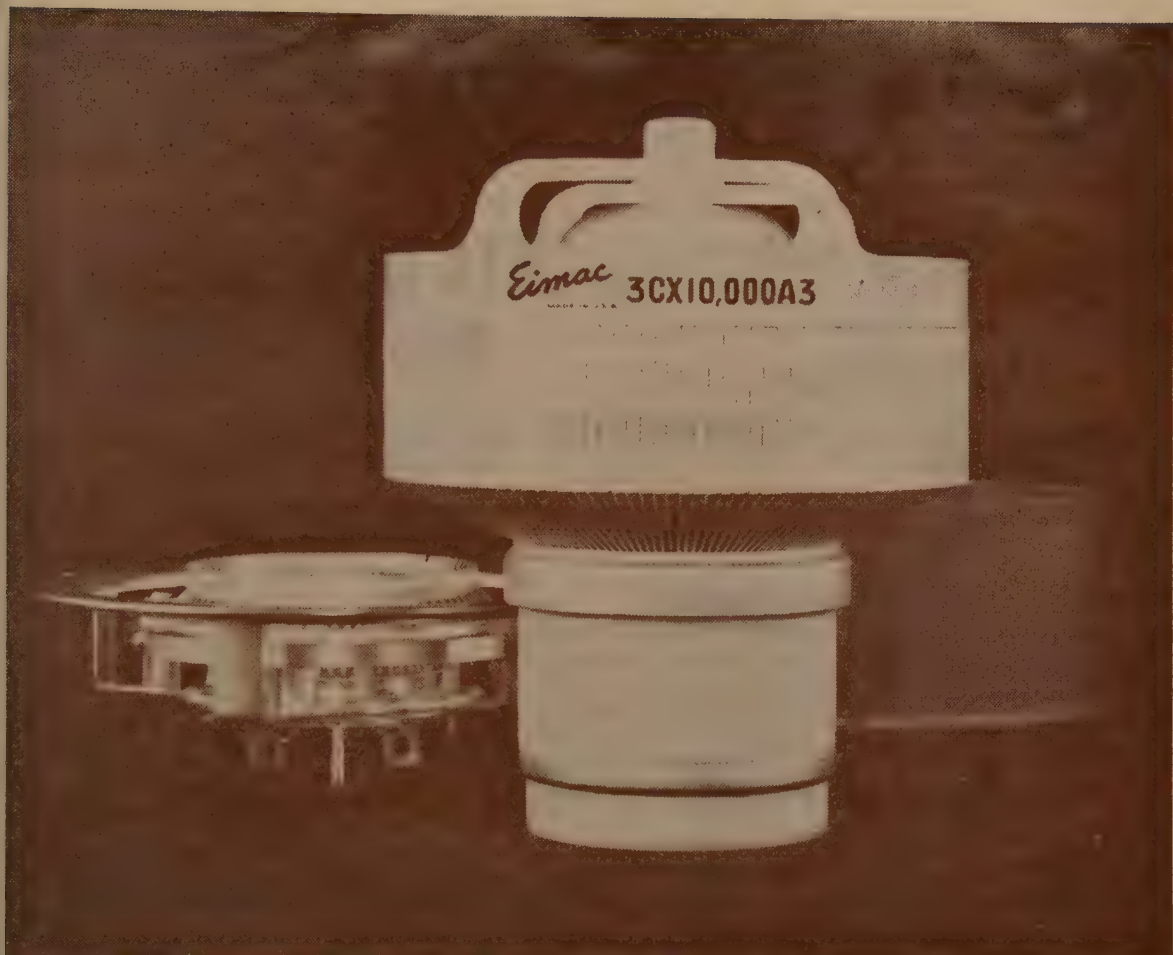
pioneered the world-famous
resistance-capacity
oscillator circuit

HEWLETT-PACKARD COMPANY
Palo Alto, California, U.S.A.

日本総代理店

関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地
電話 (866) 代表 3 1 3 6



UNIQUE NEW EIMAC 3CX10,000A3 CERAMIC TRIODE OFFERS VHF POWER—UP TO 20 KW

Eimac expands its ceramic tube line with the introduction of the 3CX10,000A3—the only 10 kilowatt air-cooled ceramic triode in the field. This advanced power tube is intended for use at maximum ratings through 110 megacycles.

An outstanding feature of this clean, efficient ceramic triode is the large reserve of grid dissipation assured by platinum-clad tungsten grid wires. Overload protection has also been built into the 3CX10,000A3 to make it ideal for use in industrial heating—dielectric and induction.

This newly developed triode is also well suited for such applications as broadcast, FM and single-sideband transmitters, ultrasonic generators and sonar pulse amplifiers. It can also be used as a class-AB₂ or class-B linear amplifier in audio or r-f service.

A companion air-system socket and chimney, as shown above, is available with the 3CX10,000A3 to meet your specific requirements. Watch for a low mu version of this high-power triode in the near future.

GENERAL CHARACTERISTICS

EIMAC 3CX10,000A3	Height	Diameter	Max. Operating Temp.	Filament Voltage	Filament Current	Frequency for Max. Ratings	Max. Plate-Diss. Rating
CERAMIC TRIODE	8.25"	7.0"	250°C.	7.5	102 amp.	110 Mc.	10,000 watts

EITEL-McCULLOUGH, INC.
San Carlos, California



日本総代理店
関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地
電話 (866) 代表 3 1 3 6



Hermes Electronics Co.

75 Cambridge Parkway

Cambridge 42, Massachusetts

(元 Hycon)
(Eastern社)

米 国 唯 一 の 専 門 メ ー カ ー “Hermes”

CRYSTAL FILTER

SYMMETRICAL BANDPASS



Model No. 10MA

Narrowband crystal filters are being used in both commercial and military mobile FM receivers, spectrum analyzers, doppler radar, FSK systems, TRF receivers and other equipments requiring high selectivity. Hermes crystal filters maintain specified attenuation throughout the stopband region. Impedances listed may be varied externally over wide limits.

MODEL NO.	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH & DB	BANDWIDTH 60 DB
100KPA	100Kc	50cps	200cps
2215KA	2215Kc	2.8Kc	12Kc
2215KB	"	250cps	1000cps
9MA	9Mc	3Kc	12Kc
10MA	10.7Mc	30Kc	60Kc
10MB	"	15Kc	30Kc
10ME	"	6Kc	15Kc
10MF	"	3.5Kc	10Kc
13MA	13Mc	30Kc	54Kc
13MB	"	15Kc	27Kc
30MH	30Mc	125Kc	250Kc
30MJ	"	40Kc	125Kc
30MK	"	25Kc	62Kc
30MP	"	5Kc	15Kc

CRYSTAL DISCRIMINATOR



Model No. 10M-DC

To utilize the single conversion technique in FM receivers, detection must be performed at the first I-F. Since the first intermediate frequency may be too high to permit the realization of a conventional LC FM discriminator, a crystal discriminator has been developed which possesses a stability comparable to that of the crystal filter with which it is used. The inherent stability of crystal discriminators makes them ideal for use in high frequency AFC circuits.

MODEL NO.	BANDWIDTH	CENTER FREQ.	IMPEDANCE OHMS
13M-DM	50Kc peak to peak	13Mc	Input 10K Output 500K
10M-DC	"	10.7Mc	Input 10k Output 500K

SINGLE SIDEBAND



Model No. 2MUA

In generation of SSB signals the signal quality is largely dependent upon the ability of the filter to pass one sideband of an amplitude modulated signal with negligible distortion, and simultaneously to reject the other sideband. In addition to their ability to provide asymmetrical characteristics, crystal

filters also can simplify SSB signal generation by reducing the required number of frequency conversions.

MODEL NO.	CENTER FREQ.	SIDEBAND	PASSBAND
100KUC	100Kc	upper	300 to 6000cps (2db)
100KLC	"	lower	"
3MUA	3.2Mc	upper	300 to 3000cps (3db)
2MUA	2Mc	"	300 to 6000cps (2db)
2MLA	"	lower	"

通信工業・電子工業・原子力工業用設備
測定器・部品・材料・工作機械・工具
工業用試薬・輸出入・国内販売

ヘルメスエレクトロニクス社 日本総代理店

伯 東 株 式 会 社

東京都港区芝罘平町1 虎ノ門産業ビル
電 話 (501) 3168, 3169, 5301-9

ULTEK

CORP

PALO ALTO, CALIFORNIA

超高真空



SERIES 150A

イオンポンプ

ULTE VAC®

Series 150 · 5 l/sec

applications

UlteVac pumps produce exceptionally clean, high vacuum with a relatively simple pumping system. A complete system consists of the Series 150 pump, M 150 permanent magnet, and PS 150 power supply. The series 150 is especially suited for:

- Vacuum tube processing
- Super-power microwave tubes
- Vacuum-jacketed fuel lines and containers
- Mass spectrometers and electron microscopes
- Physics experiments
- General applications requiring clean, high, vacuum.

advantages

The UlteVac Series 150 pump has several unique features:

- Exclusive, compact all-metal couplings with rotatable flanges facilitate connection.
- Rugged, unitized internal structure minimizes virtual leaks.
- Pumping element can be replaced by simple process of machining top off in lathe, and rejoining with heliarc weld.
- Magnet can be located in either of two positions with respect to exhaust to facilitate incorporation into existing equipment.
- Available with (Series 150 A) or without (Series 150B) SealVac flange assembly.

specifications

SPEED—For the steady state condition, the pumping speed is constant over the pressure range from 10^{-5} to 10^{-6} mm Hg.

PRESSURE RANGE—Operates from 2×10^{-3} to below 4×10^{-10} . Not recommended for continuous operation above 1×10^{-4} mm Hg.

STARTING PRESSURE—A forepump is required to obtain a pressure of 10-20 microns prior to starting the UlteVac pump.

BAKE-OUT TEMPERATURE—The pump and magnet may be baked out or operated as high as 250°C .

ATTACHING TO SYSTEM—The UlteVac operates in any position and may be supported entirely by its flange. Connection between pump and system is made with a complete SealVac flange assembly supplied with each pump. The male insert (SV-100-2) and one rotatable flange (SV-100-1) are designed for heliarc welding to 1" O.D. \times .035 wall thickness stainless steel tubing.

Each pump is shipped with four (4) copper gaskets (SV-100-9) to provide the flange seal.

OTHER PUMPS

ULTE VAC 270 l/sec series 327

ULTE VAC 1 l/sec series 110

通信工業・電子工業・原子力工業用設備
測定器・部品・材料・工作機械・工具
工業用試薬・輸出入・国内販売

® RESISTERD

ウルテック・コーポレーション 日本販売元

伯東株式会社

東京都港区芝罘平町1 虎ノ門産業ビル
電話 (501) 3168, 3169, 5301 ~ 9



Excellence in Electronics

MICROWAVE FERRITE DEVICES

RAYTHEON MICROWAVE FERRITE DEVICES ISOLATORS



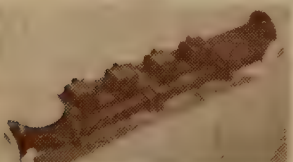
HIGH POWER ISOLATOR—Model IUH2

L-BAND



HIGH POWER ISOLATOR—Model ILH2

S-BAND



HIGH POWER CIRCULATOR—Model CSH2

C BAND MEDIUM POWER CIRCULATOR



Model CCM2

X-BAND LOW POWER ISOLATOR



Model IXL9

X-BAND HIGH POWER ISOLATOR



Model IXH7

Model No.	Frequency Range MC/S	Isolation (dB)		Insertion Loss (dB)		Power		VSWR		Weight (lbs.)	Length (in.)	Flanges	Waveguide
		Min.	Max.	Min.	Max.	Average (Watts)	Peak	Max.	Min.				
IUH1	500 700	7	10	0.9	0.7	6KW	7.5MW	1.25	1.05	100 lbs.	30	—	715" W
IUH2	350 400	5.7	7.8	0.9	0.8	10KW	10MW	1.17	1.12	250 lbs.	36	—	724" W
ILH2	1250 1350	11.0	11.5	0.6	0.5	2.5KW	4MW	1.15	1.05	34 lbs.	17	UG-418A/U	RG-103/U
ILH9	1250 1350	20	21	0.5	0.55	1.5KW	2MW	1.12	1.05	60 lbs.	22	Special Flange	6.43" W - 1/2 H
ILH10	1250 1350	11.0	11.5	0.6	0.5	1.5KW	4MW	1.15	1.05	33 lbs.	17	UG-418A/U	RG-103/U
ILH11	1250 1350	11.0	11.5	0.6	0.5	2.5KW	4MW	1.15	1.05	33 lbs.	17	UG-418A/U	RG-103/U
ILH12	1250 1350	13	13	0.45	0.4	1.5KW	2MW	1.20	1.06	45 lbs.	17	UG-418A/U	RG-103/U
ILH13	1250 1350	10.5	11.5	0.55	0.45	2.5KW	2MW	1.11	1.08	47 lbs.	17	UG-418A/U	RG-103/U
ILH14	1250 1350	11	11.5	0.6	0.5	5.0KW	4MW	1.15	1.05	34 lbs.	17	UG-418A/U	RG-103/U
ISH2	2700 2900	10.4	11	0.4	0.25	500	1MW	1.12	1.08	15 lbs.	6.0	UG-53/U	RG-48/U
ISH4	2850 3150	10.5	11.5	0.55	0.45	3KW	3MW	1.11	1.08	15 lbs.	6.0	UG-53/U	RG-48/U
ISH6	2750 3050	10.5	11.5	0.55	0.45	3KW	3MW	1.11	1.08	15 lbs.	6.0	UG-53/U	RG-48/U
ISH8	2750 3050	10.5	11.5	0.55	0.45	3KW	3MW	1.11	1.08	15 lbs.	6.0	UG-53/U	RG-48/U
ISH10	3600 3900	10.4	10.8	0.8	0.5	3KW	3MW	1.08	1.03	15 lbs.	5.75	UG-53/U	RG-48/U
ISH14	2700 3100	10.7	13.3	0.5	0.3	3KW	3MW	1.08	1.05	15 lbs.	5.75	UG-53/U	RG-48/U
ISH16	2700 2900	11.5	13.8	0.45	0.35	3KW	5MW	1.05	1.02	18 lbs.	6.4	UG-53/U	RG-48/U
ICL1	7125 7650	22	25	0.6	0.5	5	1KW	1.25	1.20	1.8 lbs.	2.1	UG-344/U	RG-50/U
ICL3	5800 6000	25	34	0.8	0.7	5	8KW	1.25	1.2	13 oz.	1.7	UG-344/U	RG-50/U
ICL4	6000	30	30	0.7	0.7	5	1KW	1.08	1.05	13 oz.	1.7	UG-344/U	RG-50/U
ICM12	6575 7125	42	57	0.85	0.75	10	1KW	1.15	1.07	2.6 lbs.	5.0	UG-344/U	RG-50/U
ICM13	5925 6475	43	54	0.7	0.6	10	1KW	1.15	1.03	2.6 lbs.	5.0	UG-344/U	RG-50/U
ICM18	5925 6425	40	50	0.6	0.4	10	1KW	1.15	1.02	2.3 lbs.	3.75	UG-344/U	RG-50/U
ICM19	6425 7125	37	34	0.5	0.5	5	1KW	1.15	1.02	2.3 lbs.	3.75	UG-344/U	RG-50/U
ICM21	7125 7650	42	50	0.7	0.6	5	1KW	1.08	1.02	2.6 lbs.	5.0	UG-344/U	RG-50/U
ICM22	7100 8400	40	60	0.8	0.5	100	50KW	1.19	1.08	4.0 lbs.	5.0	UG-51/U	RG-51/U
ICM23	7125 7650	25	30	0.6	0.4	5	1KW	1.15	1.02	2.3 lbs.	3.75	UG-149A/U	RG-49/U
ICH1	5400 5825	15	20	0.5	0.5	300	300KW	1.10	1.05	6 lbs.	5.0	UG-148B/U	RG-48/U
ICH2	5250 5750	15	23	0.5	0.5	300	300KW	1.08	1.05	6.8 lbs.	6.125	UG-148B/U	RG-48/U
ICH5	5400 5825	15	23	0.5	0.5	1KW	300KW	1.08	1.05	7.3 lbs.	6.0	UG-148B/U	RG-48/U
ICH6	5800 6000	9	10	0.5	0.5	10KW	100KW	1.12	1.08	15 lbs.	8.0	UG-148B/U	RG-48/U
ICH7	5250 5750	15	23	0.5	0.5	300	300KW	1.08	1.05	4.8 lbs.	6.125	UG-406A/U	RG-95/U
IXL1	8500 9600	17	30	0.7	0.4	5	1KW	1.26	1.08	6 oz.	1.125	UG-39/U	RG-51/U
IXL3	8500 9400	24	30	0.5	0.5	5	1KW	1.22	1.05	6.5 oz.	1.156	UG-39/U	RG-51/U
IXL7	9800	30	30	0.5	0.5	5	1KW	1.08	1.05	3.7 oz.	1.060	UG-135/U	RG-68/U
IXL8	9750 10750	20	30	0.4	0.3	5	1KW	1.25	1.06	5.9 oz.	0.978	UG-135/U	RG-68/U
IXL9	9940 ± 40	29	30	0.6	0.6	5	1KW	1.08	1.02	2.2 oz.	1.060	Special Flange	RG-68/U
IXL10	9900 10000	23	30	0.4	0.3	5	1KW	1.28	1.08	6 oz.	1.040	UG-135/U	RG-68/U
IXL19	9820 9700	30	30	0.9	0.4	5	1KW	1.4	1.08	5.5 oz.	1.125	UG-135/U	RG-51/U
IXL20	9900 11000	14	30	0.7	0.3	5	1KW	1.4	1.05	5.9 oz.	1.060	UG-135/U	RG-68/U
IXL21	8500 9600	15	28	1.0	0.5	5	1KW	1.25	1.06	2.2 oz.	1.010	Special Flange	RG-68/U
IXL24	9950 10000	23	28	0.7	0.6	5	1KW	1.25	1.06	2.2 oz.	1.060	Special Flange	RG-68/U
IXL25	9900 10000	18	30	0.4	0.3	5	1KW	1.28	1.08	5.8 oz.	1.040	UG-135/U	RG-68/U
IXL26	9900 10300	20	30	0.5	0.4	5	1KW	1.25	1.06	2.2 oz.	1.010	Special Flange	RG-68/U
IXL27	9900 10300	20	30	0.5	0.4	5	1KW	1.25	1.06	5.8 oz.	1.010	UG-135/U	RG-68/U
IXM1	9800 ± 30	70	70	2.0	1.0	10	5KW	1.15	1.1	1.3 lbs.	3.0	Special Flange	RG-52/U
IXH1	8500 9600	18	28	0.4	0.25	150	350KW	1.10	1.07	2.1 lbs.	2.5	UG-39/U	RG-51/U
IXH2	8500 9600	15	20	0.4	0.35	200	200KW	1.08	1.05	2.5 lbs.	3.10	UG-39/U	RG-52/U
IXH3	8500 9600	15	20	0.4	0.35	200	200KW	1.10	1.05	2.5 lbs.	3.10	UG-42A/U	RG-52/U
IXH4	8500 9600	13	20	0.4	0.3	300	300KW	1.08	1.04	2.9 lbs.	4.38	UG-42A/U	RG-51/U
IXH5	8500 9600	13	20	0.4	0.3	300	300KW	1.08	1.04	2.9 lbs.	4.38	UG-51/U	RG-51/U
IXH6	10200 10400	11.5	13	0.4	0.3	5KW	100KW	1.05	1.03	7.0 lbs.	8.0	UG-39/U	RG-52/U
IXH7	8200 12400	23	30	0.8	0.5	150	25KW	1.17	1.04	2.5 lbs.	3.75	UG-39/U	RG-52/U
IXH9	8200 12200	19	27	0.8	0.4	150	25KW	1.16	1.04	2.0 lbs.	3.18	UG-39/U	RG-52/U
IXH11	8500 9600	10	14	0.4	0.3	85	85KW	1.15	1.10	13 oz.	2.1	UG-39/U	RG-52/U
IXH14	8500 9600	30	30	0.6	0.5	200	200KW	1.08	1.05	3 lbs.	5.5	UG-39/U	RG-52/U
IXL2	13000 14000	22	35	0.4	0.4	5	1KW	1.12	1.07	3 oz.	0.7	UG-419/U	RG-91/U
IXL3	13500	30	30	0.4	0.4	5	1KW	1.08	1.07	2.24 oz.	0.7	UG-419/U	RG-91/U
IXL5	12500 14500	18	35	0.5	0.4	5	1KW	1.30	1.07	3 oz.	0.7	UG-419/U	RG-91/U
IXL4	16000 17000	25	35	0.45	0.35	5	1KW	1.12	1.05	2.9 oz.	0.66	UG-419/U	RG-91/U
IXL5	16250	30	30	0.3	0.3	5	1KW	1.06	1.05	2.9 oz.	0.66	UG-419/U	RG-91/U
IXH1	16000 17000	20	25	0.5	0.3	135	135KW	1.04	1.04	2.2 lbs.	3.250	UG-419/U	RG-91/U
IXH2	16000 17000	15	20	0.4	0.4	135	135KW	1.04	1.04	2.1 lbs.	3.410	UG-419/U	RG-91/U
IXH3	16000 17000	15	20	0.4	0.4	135	135KW	1.04	1.04	2.1 lbs.	3.860	UG-420/U	RG-91/U
IXH4	16000 17000	20	25	0.5	0.3	135	135KW	1.04	1.04	2.1 lbs.	2.605	UG-420/U	RG-91/U
IXH5	15500 17500	18	25	0.6	0.6	125	125KW	1.04	1.04	2.2 lbs.	3.250	UG-419/U	RG-91/U

CIRCULATORS

Model No.	Frequency Range MC/S	Isolation (dB)		Insertion Loss (dB)		Power		VSWR		Weight (lbs.)	Length (in.)	Flanges	Waveguide
		Min.	Max.	Min.	Max.	Average (Watts)	Peak	Max.	Min.				
CLL1	*1000 1600	20	25	0.4	0.3	5	—	1.25	1.08	9.0 lbs.	7 1/2 dia.	Type N	Co-Ax
CSH1	2600 3100	24	38	0.6	0.5	10KW	5MW	1.12	1.04	69 lbs.	38.0	UG-53/U	RG-48/U
CSH2	2600 3100	24	38	0.6	0.5	4KW	5MW	1.12	1.04	67 lbs.	38.0	UG-53/U	RG-48/U
CCM2	*7125 7750	22	30	0.4	0.2	10	1KW	1.15	1.05	5.5 lbs.	6.08	UG-344/U	RG-50/U
CX11	*9200 9600	25	30	0.3	0.2	80	10KW	1.15	1.04	13.5 oz.	3.44	UG-135/U	RG-68/U
CXM1	*9200 9600	20	25	0.3	0.2	50	10KW	1.25	1.10	13.5 oz.	3.44	UG-135/U	RG-68/U
CCM2	9325 9425	20	30	0.25	0.2	50	10KW	1.07	1.03	10.5 oz.	2.125	UG-135/U	RG-68/U
CXM3	9000 9500	20	30	0.15	0.1	20	10KW	1.25	1.05	8.7 oz.	2.5 dia.	UG-135/U	RG-68/U
CXe11	13000 14000	22	25	0.4	0.3	20	5KW	1.25	1.15	6 oz.	2.10	UG-419/U	RG-91/U
CXeM1	13000 14000	22	25	0.4	0.3	50	5KW	1.25	1.15	6 oz.	2.10	UG-419/U	RG-91/U

上記以外にもレイセオン社においてはUHF帯よりKu帯にわたり各種製品を取りそろえており、またFERRITE SWICHおよびFERRITE MATERIALを供給するほか、新規設計の御注文にも応じますので、マイクロ波用FERRITE製品に関しては何卒下記に御照会下さい。

米国 RAYTHEON COMPANY

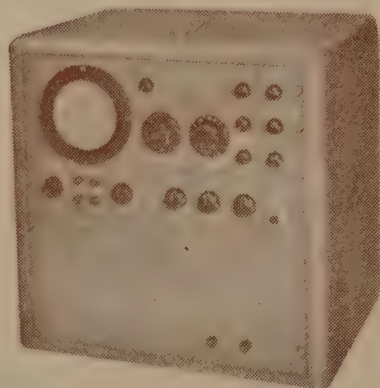
日本代理店 株式会社 エース商会 営業第一部
東京都中央区日本橋通2丁目2番地 電話 (271) 7460



スペクトラム分析器

SPA-3型 200 C/s ~15MC
(SPA- $\frac{3}{25}$ 型) 200 C/s ~25MC

SPA-3型(及SPA-3/25型)は応用範囲の極めて広い測定器で15MC(25MC)迄の周波数範囲を3MC迄の掃引巾で分析するものです。オーディオからRF迄、又騒音の分析も可能。



(A) 特徴

- 操作簡便
- 中心周波数、掃引巾、掃引速度、中間周波帯域巾は連続可変。
- 最高感度は20 μV (フルスケール)
- 分解能は最高200%迄解
- 周波数マーカー内蔵
- 騒音分析用平滑フィルター内蔵

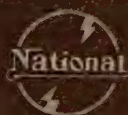
(B) 仕様

- (1) 周波数範囲 ; 200%~15MC (200%~25MC)
- (2) 周波数目盛 ; リニヤー
- (3) 掃引巾 ; 0~3MC迄可変
- (4) 中心周波数 ; 0~13.5MC 連続可変
- (5) 分解能 ; 200%~30KC
- (6) 振巾比 E^2/E^1 の測定に要する最少周波数差 ; 振巾比 1 : 1 420% 10 : 1 960%
100 : 1 2.2KC 1000 : 1 5.2KC
- (7) 感 度 ; 20 μV ~2V (フルスケールに要する入力電圧)
- (8) 振巾目盛 (Y軸目盛) ; リニヤ 1.0~0 対数 0~40dB
- (9) リニヤリテイ ; リニヤスケール $\pm 10\%$ 対数目盛 $\pm 1\text{dB}$
- (10) 入力インピーダンス ; 72 Ω (11) 掃引繰返し ; 1~60%迄連続可変
掃引は外部同期、電源同期、非同期
- (12) 使用ブラウン管 ; 5ADP7 CRT (13) 電 源 ; 115V, 60% 御注文により
変更、電源電圧制御装置もあります。
- (14) キャビネットの寸法 ; 21 $\frac{1}{8}$ " H X 22 $\frac{1}{2}$ " W X 21" D

(C) 附属装置

- (1) 掃引周波数発振器
- (2) SW-1型信号切換器(マーカー又は二現象用)
- (3) TFA-1型時間対周波数分析器
- (4) フエアチャイルド・ポーラロイド・オツシロスコープ用カメラ

詳細は下記へ御問合せ下さい。



日本総代理店

松下電器貿易株式会社

東京 : 東京都港区芝田村町6丁目7番地
TEL (431) 0545-4941-5491-7875-8958
大阪 : 大阪市北区天神橋筋1丁目14番地
TEL 056531-5-9851-4

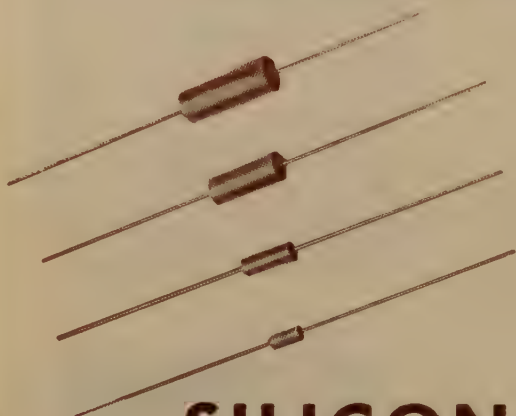
FANSTEEL

FANSTEEL METALLURGICAL CORPORATION
North Chicago, Illinois, U. S. A.

TANTALUM CAPACITORS

SOLID TYPE "S-T-A"

WET TYPE "PP"



その他 Foil, Wire, Powder

SILICON RECTIFIERS



MOLYBDENUM
COLUMBIUM
TUNGSTEN
77 METAL
CARBIDE TOOLS

過去50年にわたりファンスティール社は各種希小金属を供給して参りました。ファンスティール社から電子工学用素材としてのシート、フォイル、ロッド、ワイヤー、パウダー、キャパシター、等が日本に輸入されて居ります。

日本総代理店
ESTABLISHED 1871

GETZ BROS. & Co.

ゲッツブラザース商会

東京都港区麻布仲之町21 電話 (481) 8461~9
大阪市北区老松町3丁目西天満ビル411号 電話 (36) 8555





TEKTRONIX TYPE 175 HIGH-CURRENT ADAPTER FOR THE TYPE 575 TRANSISTOR-CURVE TRACER

175型高電流用アダプターは575型トランジスタ・カーブ・トレサー用に特に設計されたもので本アダプターと併用によりコレクター電圧は二段切換へにより0—20Vと0—100V、又ベース電圧は12Aが供給できるから高出力用トランジスタの各種特性がブラウン管上に直接表示できる。

575型トランジスタ・カーブ・トレサーは数多くのステップ/図型、及びステップ/秒が得られこれらは何れも繰返し又は単一図型で描写できる。

575型トランジスタ・カーブ・トレサーと、175型アダプターの併用によりNPN、PNP型トランジスタ及びダイオードの各種特性が観測並に測定可能でY軸上にコレクター電流、X軸にコレクター電圧対エミッター電圧又はベース電圧対エミッター電圧の何れかに関する特性曲線が描出可能である。



—主 なる 仕 様—

コレクター電流：(単一図型に於て)

最大 200 A 平均 100 A

1kWの連続せるコレクター電力が供給できる。

コレクター電圧：

0—20 V (100 A 平均電流) 0—100 V (20 A 平均電流)

ベース電流：10レンジ

1—1000 mA / ステップ

ベース電圧：5レンジ

0, 02—0, 5 V / ステップ

較正表示：

Y 軸：コレクター電流

X 軸：コレクター電圧(V_{ce})

又はベース電圧(V_{be})

F.O.B Factory price

Type 175. \$ 1, 425.

Type 575. \$ 975.

御申越次第詳細カタログを御送付致します。

日本総代理店

緑屋電気株式会社

東京都中央区京橋二丁目三番地(守随ビル)

電話(561) 9256 (代) 5848 輸入課直通

GENERAL RADIO COMPANY
TEKTRONIX, INC.

THE HARSHAW-CHEMICAL COMPANY

SONY

高信頼度

シリコントランジスタ 2シリーズ新発売



JEDEC OUTLINE TO-3
シリコンMesaパワートランジスタ

2SC4 2シリーズ

用途

サーボアンプ DCアンプ
高周波大電力増巾発振
大電力スイッチング 電圧制御



JEDEC OUTLINE TO-5
シリコン高周波トランジスタ

2SC192シリーズ

用途

中速度スイッチング DCアンプ
高周波中出力増巾発振
ビデオアンプ

形 式	構 造	絶 対 最 大 規 格 (Ta=25℃)					特 性 Ta=25℃						備 考
		V _{CEO} (V)	V _{CER} (V)	I _C (mA)	P _C (mW)	T _J (℃)	I _{CO} (mA)	h _{FE}	hFE	C _{ob} (PF)	f _{ob} (Mc)	R _o (Ω)	
2SC 42	NPN	150	—	5 A	50W	150	60	—	•28	250	20	1	●V _{CE} =10V, I _C =1 A
2SC 43	Mesa	100	—	5 A	50W	150	60	—	•28	250	20	1	
2SC 44	パワー	50	—	5 A	50W	150	60	—	•28	250	20	1	
2SC 192	NPN	60	54	10	250	150	1 μA	•955	—	3	10	200	●V _{CE} =20V I _E =-1mA
2SC 193		60	54	10	250	150	1 μA	•955	—	3	30	200	
2SC 194		60	54	10	250	150	1 μA	•955	—	3	50	200	
2SC 196		30	27	10	250	150	1 μA	•955	—	3	30	200	
2SC 197		30	27	10	250	150	1 μA	•955	—	3	50	200	

エサキダイオード 発売開始!

(トンネル ダイオード)



×1.9

用途

超高速スイッチング
マイクロ波増巾、発振用
デジタルパルス回路
計算器記憶回路用

形 式	I _p (mA)			I _p / I _v		V _p (mV)	V _v (mV)	V _s (mV)	R _s (Ω)		C (PF)	-r (Ω)	L _s (μH)	f _{sr} (Gc)	f _{co} (Gc)
	min	mean	max	min	mean				mean	max					
1T1101	1.95	2.0	2.05	7	8	70	340	480	1.5	2.0	6	60	0.4	3	3
1T1102	1.95	2.0	2.05	4.5	5.5	70	340	480	1.5	2.0	6	70	0.4	3	3
1T1103	1.7	2.0	2.3	4.5	7	70	340	480	1.5	2.0	6	70	0.4	3	3

ANDO

測定器



ダブルパルス発生装置

PUO-3型

本装置は、4ヶの異なる位相を持ったパルスを同時に発生するパルス発生装置で、パルス巾、パルス繰返し周期および遅延時間が任意に変換出来ます。パルススイッチング回路試験用電源として、また各種電子機器装置の試験用電源として非常に便利に使用出来ます。

特 徴

パルス繰返し周期が 10 kc~2 Mc まで大巾に変えられます。

パルス巾が 0.05 μ s~50 μ s まで大巾に変えられ、4ヶのパルスを夫々設定する事が出来ます。

出力パルスの極性および出力電圧等を4ヶのパルスに対し、夫々任意に設定する事が出来ます。

性 能

パルス立上り、立下り 20 m μ s 以下

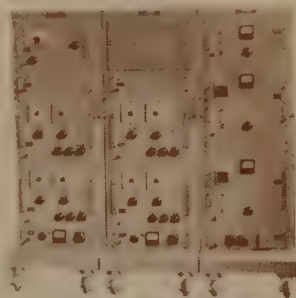
パルス遅延時間 0~90 μ s

パルス繰返し周波数 10 kc~2 Mc

出力電圧 0~20 V

出力電圧極性 正および負

動作電源 AC 50/60 c/s 100 V



PUO-3型

広 告 目 次

6月号 周波数特性直視装置

7月号 VHF・UHF・SHF・EHF 帯抵抗減衰器

8月号 ミリ波高感度検波器・信号発生器

9月号 信号発生器一式

10月号 パルスコープ

11月号 マイクロ波測定器

安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田3-4

Tel (731) 1 1 6 1 (代)

TV用 2信号 信号発生器

MSG-261 標準TV信号発生器

本器はTV受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で、TV生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数精度は各0.002%以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85%の変調が可能である。



性能

(1)映像搬送波信号発生部

搬送波周波数		第1～第12チャンネル中の連続3チャンネル	
チャンネル1	91.25Mc	チャンネル4	171.25Mc
2	97.25Mc	5	177.25Mc
3	103.25Mc	6	183.25Mc
チャンネル7	189.25Mc	チャンネル10	205.25Mc
8	193.25Mc	11	211.25Mc
9	199.25Mc	12	217.25Mc

周波数精度 ± 0.002%以内
出力電圧範囲 開放端にて 114dB～0 dB₋
出力電圧精度 ± 1 dB 以内
出力インピーダンス 75Ω VSWR 1.2以下
変調方式 振巾負変調 内部、外部 0～85%
内部変調周波数 400%, ± 5%以内
外部変調周波数特性 基準変調特性に対し
0.1Mc ± 1dB,
1Mc + 1dB, -1.5dB
4Mc + 1dB, -3 dB
波形歪 60% 矩形波に対しサグ 5%以下
非直線歪 85%変調にて 5%以下
外部変調入力レベル 75Ω 1.4Vp-p 以下で 85%変調可能
S N 比 50%変調にて 50dB 以上

(3)電源入力 100V 50/60% 3A

(2)音声搬送波信号発生部

搬送波周波数		第1～第12チャンネル中の連続3チャンネル	
チャンネル1	95.75Mc	チャンネル4	175.75Mc
2	101.75Mc	5	181.75Mc
3	107.75Mc	6	187.75Mc
チャンネル7	193.75Mc	チャンネル10	209.75Mc
8	197.75Mc	11	215.75Mc
9	203.75Mc	12	221.75Mc

周波数精度 ± 0.002%
出力電圧範囲 開放端にて 114dB～0 dB₋
出力電圧精度 ± 1 dB 以内
出力インピーダンス 75Ω VSWR 1.2以下
変調方式 FM (内外), AM (内) 単独および同時変調, 75μs プリエンファシス
内部変調周波数 FM 400% ± 5%以内
AM 1000% ± 5%以内
変調度 FM 25kc (100%)
AM 30%
外部変調特性 FM 30%～15kc, ± 1dB 以内
外部変調入力レベル 600Ω 5V 以下にて, FM 100%変調可能
AM 100%変調にて 2%以下
AM 30%変調にて 5%以下
FM 100%変調にて 50dB 以上
AM 30%変調にて 50dB 以上
S N 比



目黒電波測器株式会社

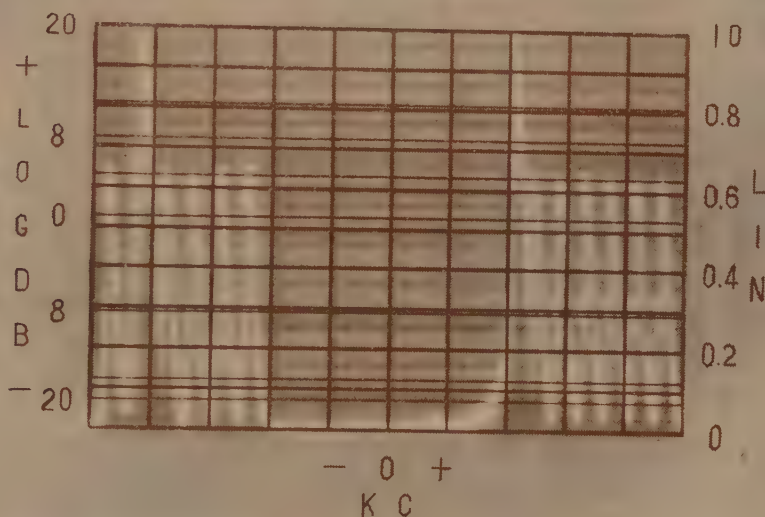
(国電エビス野より東急バス五本木下車)

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話 (712) 1166 (代)～9・1160

多重搬送電話端局装置の 調整、保守に

FA-3型

直視型撰択レベル計



写真説明

本装置を18CH多重搬送電話端局(12CH実装)の線路出力側に接続観測した場合で、左より2番目は話中回線、7番目は1Kcの標準レベルを示し、其の他は信号レベルで、通話路間隔は4Kcであります。この様に回線を切断することなく、線路に本装置を並列に接続するだけで機器の動作状態を調べることができます。

電気的特性

測定周波数帯域	2 Kc~450 Kc	走査周波数	電源周波数の $\frac{1}{2}\Theta\Theta$
測定周波数帯域巾	0~100 Kcの間連続可変	使用ブラウン管	50P7(F)
測定レベル	+10db~-60db	電 源	AC 100V 150W
測定目盛	LIN 約20db		
	LOG 40db		
目盛誤差	$\pm 0.5db$ 以内 (LOG目盛)		



大井電気株式会社

横浜市港北区菊名町864 電話 横浜 (49) 1043, 1141



広範囲に利用 できる……

我が国最初の全トラ
ンジスタ化工業用テ
レビジョン装置
“ミニ・ルッキー”

“ミニ・ルッキー” MODEL MTC-101型
MTC-101R型 298,000円
MTC-101V型 318,000円

*特長

- 1 超小型、軽量で僅か一本のコードを家庭用受像機に接続するだけで鮮明な映像が得られます
- 2 テレビカメラ独特の太いケーブルを必要とせず、任意の場所に取付けることができるばかりでなく、すべてトランジスタ（19付）を使用しておりますので撮像管を除き寿命は半永久的といえます。

*構成

カメラ本体、市販受像器、信号分配器

*性能

1. 方式……ランダムインターレース方式
水平周波数……15.75Kc
垂直周波数……50～60%
同期……電源同期
飛越走査……ランダムインターレース
2. 撮像管……ビジコン6326
3. レンズ……35mm、16mm、シネ用
4. 映像増巾器周波数帯域……5Mc/dB以内
5. 解像度
被写体照度……500ルクスにおいて50%
の場合
R型……水平約320本、垂直約280本
V型……水平約350本、垂直約280本
6. 電源
交流……50%又は60%100V 10V A
7. 外形寸法……カメラ巾80×高さ130×奥行225mm
8. 重量……カメラ3.2kg（レンズを含む）

ゼネラル

トランジスタ化工業用 テレビジョン装置



八欧電機株式会社

お問い合わせは

神奈川県川崎市末長1116番地

TEL 溝の口(大代表)5111 玉川(701)代表1171・2151

八欧電機株式会社通信機部

高圧電源 Kowa

オシロスコープに

放射線測定器に

静電塗装装置に

放送機器に

高周波発振を用いた高圧電源です
電源装置 ①小型、軽量で長時間の連続運転可能

②制御ボリュームにより広範囲に高圧可変可能
③直読メーター付きですので御使用の際便利です

高圧ユニット ①小型、軽量でプラグインタイプです
②高圧制御端子が別に出ていますので、出力電圧の制御と安定が容易

高圧電源装置

出力

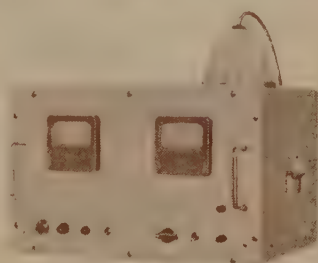
HVS-200型 10000V-20000V 1mA

HVS-300型 15000V-30000V 1mA

HVS-500型 25000V-50000V 1mA

HVS-1000型 50000V-100000V 1mA

入力 各種 AC 100V



高圧ユニット

出力

HV-15型 500V-2000V 1mA

HV-30型 1000V-4000V 1mA

HV-100型 1000V-12000V 1mA

HV-100A型 1000V-10000V 1mA

HV-30T型 +2500V 100μA

-1800V 100μA

-1500V 100μA

HV-100T型 +8650V 100μA

-1450V 150μA

-1350V 200μA

入力: 6.3V DC 300V



製造品目

TVモニター・各種

トランジスター式 モニター

真空管式 モニター

カラー用測定器

トランジスタドット・バーゼネレーター

遅延量測定器

トランジスター低圧電源

興和株式会社

名古屋・東京・大阪・ニューヨーク

興和電機研究所

東京都調布市上布田町416番地 電話(0229)

4126(代)-9

興和電機光学部営業

東京都千代田区神田東松下町11番地共伸ビル内

電話(291)0741(代)8581

微小容量の標準に



0 10 20 30 40 50 mm

MEIDEN CRYSTAL STANDARD CAPACITOR

熔融水晶標準コンデンサ

通産省電気試験所標準器部の御指導に依り製作した、
熔融水晶を使用して居る標準コンデンサです。

性能

容量範囲	$0.001 \text{ PF} \sim 1.0 \text{ PF}$ (0.001, 0.01, 0.1, 1.0 PF) $1.0 \text{ PF} \sim 150 \text{ PF}$
偏差	$\pm 1\%$ 以下
周波数特性	5×10^{-4} 以下 (30c/s \sim 5 Mc/s)
温度特性	$+2 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$
直流漏洩抵抗	$10^{10} \Omega$ 以上
損失角	10^{-3} rad 以下

特長

1. 誘電体として熔融水晶を使っているから物理的、化学的に充分安定であります。
2. 電極が誘電体に膜状に密着して居るので相互の関係が堅牢安定で容量値の変動がありません。
3. 熱膨脹係数が充分小さいので温度変化に対する容量変化が極めて少ない。
4. 特殊構造にて総合性能が非常に優れて居る。



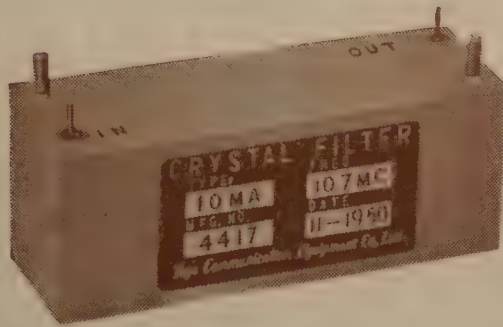
株式
会社

明電舎

東京都千代田区大手町 2-4 (新大手町ビル 8 階) 電話東京 (211) 3 1 1 1

東京 大阪 名古屋 福岡 札幌 金沢 仙台 高松 八幡

10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS



APPLICATIONS

- AM. FM. SSB RECEIVERS
- DOPPLER RADAR SYSTEMS
- FSK SYSTEMS
- FIXED CHANNEL RECEIVERS
- SPECTRUM ANALYZERS

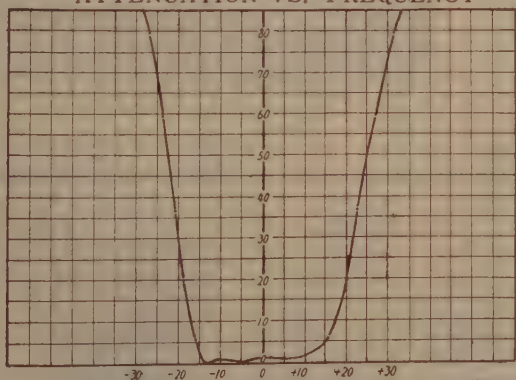
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 DB	BANDWIDTH 60 DB	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L.W.H
10 MA	10.7 MC	30 KC	60 KC	6 DB	±1.5 DB	2,000	80×25×30mm
10 MB	"	15 KC	30 KC	"	"	1,000	"
10 ME	"	6 KC	15 KC	"	±1 DB	500	"
10 MF	"	3.5 KC	10 KC	"	"	300	"
10 MH	"	0.5 KC	2 KC	"	"	2,000	"

CRYSTAL DISCRIMINATOR

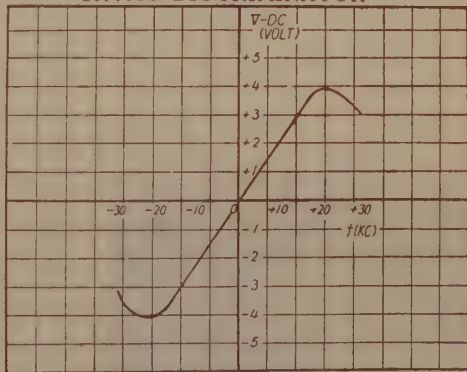
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7MC	50KC PEAK TO PEAK	INPUT 10K OUTPUT 500K	25×20×25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7MC DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた 10.7 MC 系列既設計、高信頼性の高周波水晶濾波器を御推奨いたします。

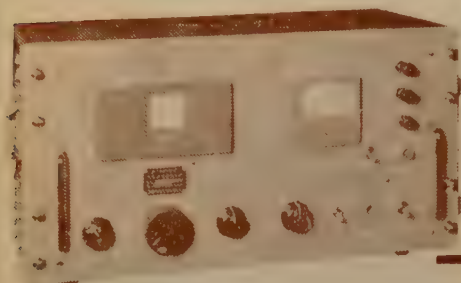
尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。

東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川県川崎市塚越3丁目484番地 (電話) 川崎(2) 3771~3779, 2766
東京事務所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地鋼鉄ビル内 (電話) 東京(591) 1973, 1974
大阪営業所 大阪市西区江戸堀上通り2丁目37番地 森吉ビル(7階) (電話) 土佐堀(44) 0695
福岡営業所 福岡市下土居町3番地住友ビル内 (電話) 福岡(3) 2501

CR-10KB 広帯域発振器

本器はテレビジョンその他における、音声、映像機器、および線路などの諸特性の測定ならびに調整試験に使用する電源部自蔵のウィーンブリッジ型広帯域発振器であります。



発振周波数
10%~10Mc
周波数精度
±(2%+1%)
出力
75Ω側 4V p-p以上
600Ω側 4V rms以上

実績が示す
低周波測定
器の決定版

DPA-2型 低周波特性測定器

低周波発振器、レベル測定器、ひずみ率測定器の三台を一筐体に組み込んだ多目的測定器で、しかも電源部を自蔵しておりますから、携行移動に便利です。

低周波発振部

発振周波数 20%~20kc

ひずみ率測定部

測定周波数 55%, 100%, 200%, 1kc, 5kc, 7.5kc

測定範囲 0.2%~2%, 2%~20%

レベル測定部

周波数範囲 20%~20kc

測定範囲 -70dBm ~ +30dBm



東亜電波 の計測器

チョツパ CH-1 CH-4

用途

CH-1: 特に高い入力抵抗(10~1,000MΩ)の回路

(例) 高入力抵抗直流増幅器 (pH計指示部、光電流増幅器等)

高入力抵抗自動平衡式記録計

CH-4: 中入力抵抗(1~10MΩ)の回路

(例) 組み合わせ増幅器 (演算増幅器等) における
トランジスタ補償用増幅器等

また、CH-1、CH-4はいずれも低入力抵抗の回路
(数Ω~数10kΩ)で使用して、数μVの検出が可能です。



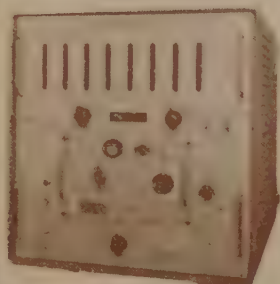
東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区康助町2-3-5-1・369-0101(代)
出張所 大阪市東区浜路町3の6新堀ビル・(23)6547
サービス 福岡市東区港町88-2 日興電気商会内・(4)4910
ステーション 名古屋市東区朝日町2の5朝日電子エレクトロニクス内・(9)5232

信頼度を保証する ippa の電子測定器!!

最高性能を誇る Digital Counter

5×10^{-8}



N 180 C 計数型周波数計



N 191 計数型周波数計



N 170 計数型周波数計

その他性能優る当社測定器を御使用下さい。

カウンタ及び周波計

計数型周波数計	N 180 C
同上用周波数変換器	N-180-1, 2
時間間隔測定用付加器	N-180-3
計数型周波数計	N-191, N-170
デッドタイム	N-147, N-148
周波数副標準器	N-100
低周波周波計	N-101B
吸収型周波計	N-141, N-142, N-143, N-144

信号発生器

全波信号発生器	N-303
HF 信号発生器	N-305
強力信号発生器	N-306
VHF 信号発生器	N-310
FM-AM 信号発生器	N-350
FM 放送用信号発生器	N-352
ミニバート	N-355

電圧・電流測定器

真空管電圧計	N-10, N-11A
容量分圧器	N-11-1
抵抗倍率器	N-11-2
同軸用 T コネクタ	N-11-5
高感度真空管電圧計	N-12, N-13
実効値真空管電圧計	N-14
高周波電力計	N-21
通過型電力計	N-25
低周波出力計	N-31, N-32, N-33

インピーダンス測定器

高周波 Q メータ N-403A

L C R フリッチ N 105

トランジスタ定数測定器 N-421

容量計 N-430

測定用素子

可変抵抗減衰器 N-900A, N-900B, N-901

ループアンテナ B C 用

検波増幅器

直流増幅器	N-500
広帯域分布増幅器	N-511
FM 直線検波器	N-520
AM 変調度測定器	N-531, N-532
中間周波増幅器	N-560
混合検波器	F-570

電源・その他

定電圧整流器	N-700
ユニット定電圧整流器	N-705
低周波オシロスコープ	N-620

発振器

C R 発振器	N-200
広帯域 C R 発振器	N-201
デケード発振器	N-210
超低周波発振器	N-211
矩形波発生器	N-212, N-213, N-214
パルス発生器	N-220, N-221
ダブルパルス発生器	N-222
ユニット低周波発振器	N-245
ユニット発振器	N-249, N-250, N-251, N-252

以上は即納又は短期間で納入出来るよう計画生産中のものです。御問合せは下記へ

お願いします。

◀ カタログ呈 ▶



日本電波株式会社

東京都品川区東中延四丁目一四〇二番地 (東急大井町線荏原町下車)

TEL (781) 7155 (代) 7181 (代) 営業直通 (782) 1013



トランジスタ測定器

TD-150C型 トランジスタ特性直視装置

規格 コレクタ電源

ピーク電圧 0~20V 10A最大
0~200V 1A最大

ベース電源

電流ステップ 1 μ A~200mA 17点切替

電圧ステップ 0.01V~0.2V 5点切替

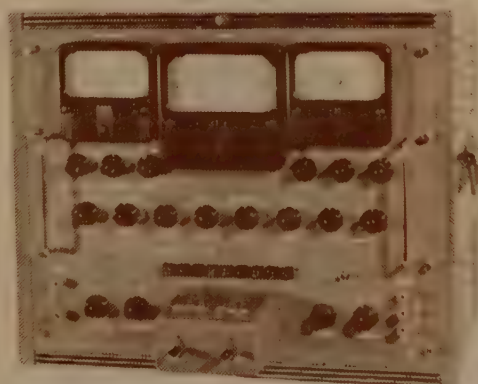
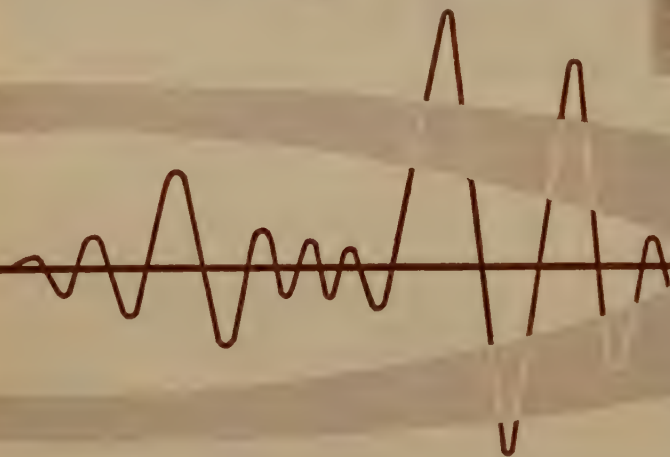
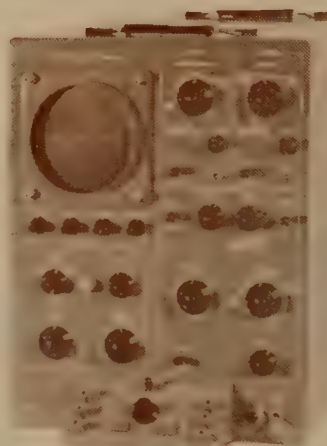
繰返し周波数 100%又は200%

垂直軸 コレクタ電流 10 μ A~1A / diV

ベース電圧 0.01V~5V / diV

水平軸 コレクタ電圧 0.01~20V / diV

ベース電圧 0.01~5V / diV



TW-35B型 トランジスタ定数測定器

規格

測定範囲 (1) R定数 γ_{12} 0~150 Ω 0~1500 Ω

γ_{12} 0~150K Ω 0~1.5M Ω 0~6M Ω

(2) H定数 h_{11} 0~150 Ω 0~1500 Ω

h_{12} 10^{-6} ~ 10^{-1}

h_{21} (α および β) 0~150.0~300

h_{22} 0.2~100 μ V

測定精度 $\pm 2\%$ 以内

発振周波数 270 $\pm 10\%$

増巾器利得 80dB以上可変

日本通信機株式会社

本社及平岡工場 川崎市田原町90 電話22058・133049・6628・6430 東京出張所及三田工場 東京都港区芝三田1-25 電話三田(45)1544・9423

C&C 直流安定化電源装置

505A形

(全トランジスタ式)



本器は出力電圧0~40V (連続可変)で6A (最大)の電流が供給できる直流安定化電源であります。

出力電圧 0~40V 連続可変

出力電流 6A

出力電圧安定度 $\pm 0.5\%$ 以内

リップル含有量 2mV 以下

内部抵抗 0.01 Ω 以下

入力電源 AC100V 50~60%
単相

消費電力 最大300VA

121形

(全トランジスタ式)



本装置は12種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に適するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御運転回路を有する総合電源装置であります。
(仕様により各種を製作しております。)

入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%

定格(II) AC100V、単相 電圧変動 $\pm 5\%$ 以内

505C形

(電子管式)



本器は出力電圧500~100V (連続可変)で300mA (最大)の電源が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

1. 安定化直流高圧

出力 100~500V 0~300mA

安定度 $\pm 0.05\%$ 以内

リップル 1mV 以下

2. 継条用直流出力

出力 5.7~6.9VDC 0~1A

安定度 $\pm 0.5\%$ 以内

リップル 10mV 以下

3. 継条用交流出力 (2系統)

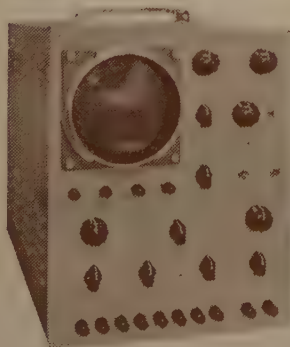
出力電圧 6.3V AC (unreg.)

出力電流 3A

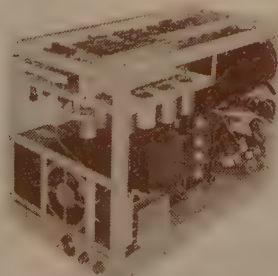
B-H Curve Tracer

強磁性体 (特にトロイダルコア) の品質管理および研究用としての決定版!

124形



本器は後段加速計5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のツマミで簡単に行なうことができます。



測定項目 1. B=B (t) 磁束密度波計

2. H=H (t) 磁界波形

3. B=B (H) B-Hカーブ

4. $B = \frac{2B}{2t}$ (t) 巻線出力

測定周波数 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200%

感度 B軸 10mV/cm~10V/cm

H軸 100mV/cm~10V/cm

位相差 1%~100kc $\pm 5^\circ$

使用CRT 5ABP1

入力電源 90~110V、50~60%

呈カタログ

中央電子株式会社

東京都八王子市元本郷町2-155

TEL 八王子(026)2局2380・6748~9

トランジスタ

高周波定数測定器

THC-860



バイアス エミッタ電流 0~3mA 0~10mA 連続可変 コレクタ電圧 0~10V・0~30V 連続可変
PNP・NPN切換可能
寸法 測定部 660(巾)×320(巾)×440(奥)mm 電源部 280(巾)×320(高)×440(奥)mm
ユニット 128(巾)×133(高)×210(奥)mm



東京電波工業株式会社

東京都目黒区原町1236 (713) 8101 (代表) - 3
支 社 大阪市北区本幡町34 (36) 7220

概 要

本測定器はトランジスタの高周波に於ける振巾及び位相特性(各定数に於ける)を高周波変換後、一定中間周波数にて測定しR+J Xなる値を関表換算により求める事が出来ます。各定数の測定は精度を確保するため、夫々別なユニットとし、プラグイン方式を採用しました。その構成は下記の如くなっています。

- ユニット 1. (ベース接地) hib, hfb, hrb
2. (エミッタ接地) hie, hfe, hre
3. ベース、エミッタ接地 hob, hoe, yob, yoe

但し、ユニット3だけは測定方式を同一に出来ない為、止むを得ず各周波数毎に1ヶ宛必要な構造になっています。

電気的性能

- 1) ベース接地 445KC, 1.5MC, 10MC
hib 5Ω~500Ω
hfb 0.1~10
hrb 0.01~1
ho 100μV~1μV
2) エミッタ接地 hre 50Ω~5KΩ
hfe 1~100
hre 0.01~1
hoe 110μV~1μV
3) 上記測定範囲中常に0°~360°の位相量が同時に測定出来ます。

確 度

- 振巾値 3% (読取最小目盛0.001)
位 相 3° (読取最小目盛0.5°)

トランジスタh定数測定器

THC-800

概 要

本測定器は低周波(270%)に於けるトランジスタの各定数をブリッジ方式により、測定出来ます。各定数の測定素子は全部独立して設けられているので、測定後その値を残すことができ特性の記録等がとり易くなっております。また、各定数の値を固定しておくことができますので検査時間が短縮され同一品種トランジスタの品質管理、製品検査等に達します。

電気的性能

- 1.測定周波数 270% (±30%)
2.測定範囲 hie 10Ω~10KΩ
hfe 0.1~1,000
hre 10⁻³~10⁻⁵
hoe 0.1μV~100μV
3.位相調整 容量換算値0~10000PF連続可変
4.測定信号電圧 0~0.3V 連続可能
5.確 度 ±2%
6.バイアス エミッタ0~2mA・0~10mA 連続可変
コレクタ 0~10V 0~30mA 連続可変 2レンジ

寸法及重量

- 測定部 (巾)562×(奥)330×(高)362mm 12kg
電源部 (巾)324×(奥)330×(高)362mm 10kg

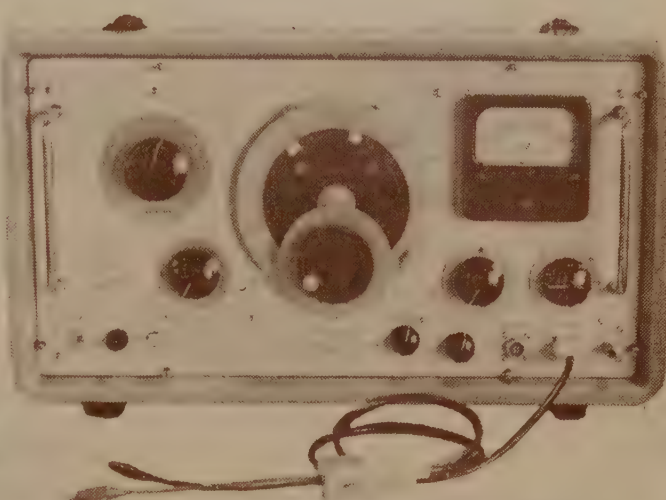


その他の主なトランジスタ測定器
高周波α測定器各種
高周波ベース抵抗測定器
低周波より高周波迄の電力利得測定器
高周波fT測定器
熱抵抗測定器

広帯域標準信号発生器

周波数	10～10Mc
発振方式	ウインブリヂ方式
周波数帯	6バンド十進法
目盛	直読単一目盛
安定度	1MC於て $10^{-4} \sim 10^{-5}$
確度	$\pm 1\%$
出力	600Ω 及 75Ω
可変出力	600Ω r.m.s 8V P-P20
アッテネター	75Ω rms 2V 0～100 db P-P 6V
ダイヤル精度	1目盛1000分の1
歪率	1%以内
電源	100V 50～60 ∞
寸度	300×530×310
重量	26kg
出力特性	10～1MC=0 db 1MC～10MC=+0.4 db

SG-12A



携帯型 CR信号発生器

周波数	1～1MC
発振方式	ウインブリヂ方式
周波数帯	6バンド十進法
目盛	直読単一目盛
安定度	1MC～ $10^{-4} \sim 10^{-5}$
確度	$\pm 1\%$
出力	0～35V rms
インピーダンス	75Ω 600Ω 5KΩ 10KΩ
出力特性	1～1MC 0.5db 1～2～10%
歪率	3～10～3%
	10～1MC 1%
電源	100V 50～60 ∞
寸度	高さ 横巾 奥行 315×208×375
重量	16kg

CR1-1



¥ 80,000.-

木村高周波研究所

東京都目黒区東町五四 電話(712) 2971, 2759

SSB用標準水晶フィルター 特許出願中

特 長 1 SSB送受信機の簡易化

- ▶ 中心周波数が 1005 kc であるから送受信機はシングルコンバージョンで構成できる。

2 送受信兼用

- ▶ 入出力は可逆性がありプレストーク式の場合、1ヶで送受信に共用することができる。

3. 良好な特性

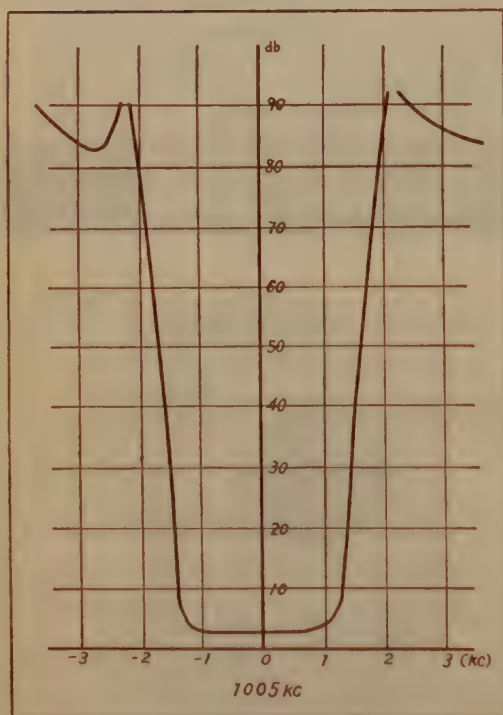
- ▶ 1ヶの水晶フィルターで 2.2 kc 以上の通過帯域特性と 90 db/OCT の減衰特性が得られる。
- ▶ 伝送損失が少ない。
- ▶ $-20^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ の広温度範囲で動作安定、温度係数は極めて少ない。

4. 使い易い

- ▶ 小型軽量である。
- ▶ 入出力共、平衡回路にも不平衡回路でも使用できる。

5. 高安定性

- ▶ 経年変化は極めて少なく、又振動、衝撃に強く高温多湿の悪条件で劣化することはない。



規 格

- 動作温度 $-20^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$
- 中心周波数 1005 kc
- 周波数特性 (下 表)
通過帯域特性
3 db帯域巾 / 6 db帯域巾 0.8以上
- 伝送損失 4 db以下
- スプリアス特性
 ± 10 kcの範囲に於いて -70 db以下
- 入出力インピーダンス
型 式 C F 1005 4.7 K Ω
C F 1005 A 75 Ω

周波数(kc)	伝送損失最小点よりの減衰量
1003.1	66 db 以上
1003.5	20 db 以上
1003.9	6 db 以下
1006.1	6 db 以下
1006.5	20 db 以上
1006.9	66 db 以上

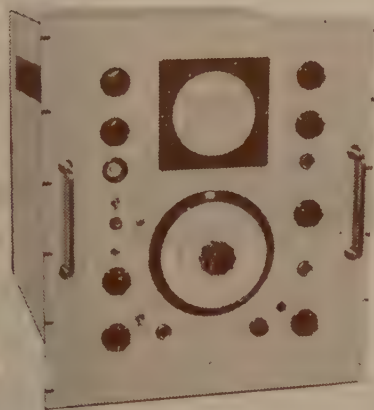
尚、上記特性は中心周波数 1000 kc より 1500 kc まで製作できます。



日本電波工業株式会社

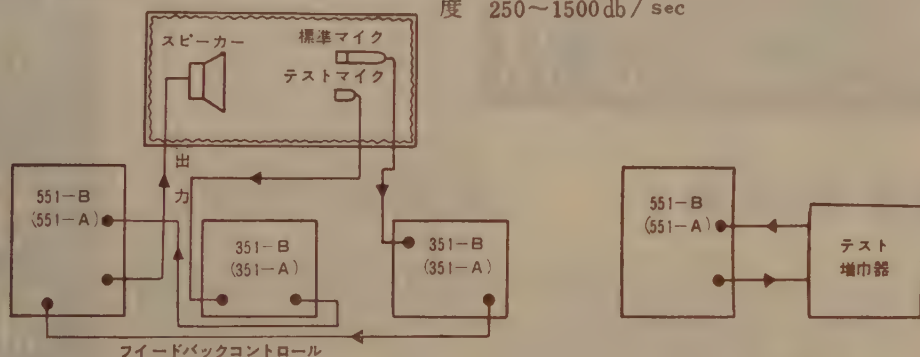
本社及工場 東京都渋谷区代々木新町84番地
電 話 東 京 (371) 2191~2194

TYPE 551-B 周波数特性直視装置



本機は唸周波発振器とオシロスコープが電氣的、機械的に連動され、0~20,000%間の周波数特性をブラウン管上に直視出来るもので自動的にはX軸スイープも毎分3.612回取る事が出来、特にデリケートなフィルター特性直視の為に手動スイープも出来る様に設計されている。又、B. F. O. よりの出力電圧電流音圧、加速度を一定にする為の自動フィードバック用コンプレッサーも自蔵している。

周波数精度 1%±1%、出力インピーダンス6~6000Ω、出力電圧精度 ±0.5db、出力自動制御 45db、トレーサーエリア 85×57mm、Y軸 50db対数的で0レベル約1mV 記録速度 250~1500db/sec



TYPE 351-B マイクロフォン増巾器



本機は-10~+80db迄(1dbステップ)の増巾度を持ち20~35,000%間フラット特性を有する計測用増巾器でコンデンサーマイク用電源及びJIS、DIN、ASAに適合するウエイトングネットワークを自蔵し、入力インピーダンス2MΩ、出力インピーダンス370Ω、ハムレベル2μV以下の高安定度を有する非常に用途の広いデケード型リニア増巾器である。

その他

- 102A L. C. R. テストブリッジ
- 154A 微小交流電圧計
- 202A ビートオシレーター
- 211A C. R シグナルジェネレーター
- 252A 1/8オクターブフィルクーセット
- 254A 周波数分析器

- 301A 高速度記録器
- 354A 計測用増巾器
- 464A 防音箱
- 502A アクセロメータープリアンプ
- 512A 振動計較正用加振器

その他

組織的に開発された



日本測器の各種計測器を!



日本測器株式会社

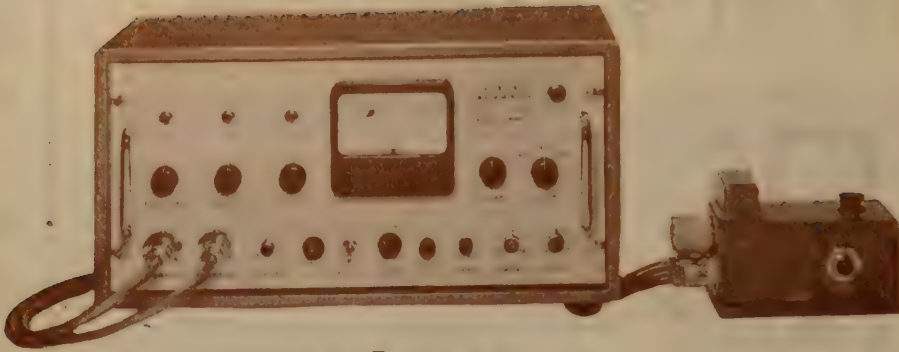
東京・東京都港区芝田村町2-5 TEL (591) 1034・3864

工場・神奈川県保土ヶ谷区西久保町33 TEL (43) 0917

超微小電流計

超絶縁計

電位計



MMA II-16型

$10^{-16}A$ $0.1mV$ $10^{18}\Omega$

歴史的に性能が最も信頼性が高い。長期無故障。

振動容量型

直流増幅器型

振動容量型

型	電流感度/目盛	電圧感度/目盛	入力抵抗	レンジ	絶縁測定
MMA III-12型	$10^{-9} \sim 10^{-12}A$	$1 \sim 10mV$	$10^8 \sim 10^9 \Omega$	5	$10^{11} \Omega$
MMA III-13型	$10^{-9} \sim 10^{-12}A$	$1 \sim 10mV$	$10^7 \sim 10^{10} \Omega$	5	$10^{12} \Omega$
MMA III-14型	$10^{-10} \sim 10^{-14}A$	$1 \sim 10mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{11} \Omega$
MMA III-15型	$10^{-11} \sim 10^{-15}A$	$1 \sim 10mV$	$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	5	$10^{12} \Omega$

MMA II-16型	$10^{-8} \sim 10^{-12}A$		$10^8 \sim 10^{10} \Omega$	11	
		$0.1 \sim 10mV$	10^{10} 以上	5	
			$10^8 \sim 10^{11} \Omega$	11	$10^8 \sim 10^{12} \Omega$
MMA II-16P型	バネ型にて性能はMMA II-16型と同じ				

振動容量型電位計

SSV III-14型		$1 \sim 3000mV$	$10^{11} 10^{12} \Omega$ 以上	8	
SSV III-15型		$1 \sim 3000mV$	$10^{11} 10^{12} \Omega$ 以上	8	
SSV II-16型		$0.1 \sim 3000mV$	$10^{11} 10^{12} \Omega$ 以上	10	

直流増幅器型 (乾電池電源型)

MMAV-10型	$10^{-8} \sim 10^{-12}A$	$5mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$5 \times 10^{12} \Omega$
MMAV-11型	$10^{-8} \sim 10^{-14}A$	$5mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$5 \times 10^{11} \Omega$

直流増幅器型 (AC電源型)

MMAVI-10型	$10^{-8} \sim 10^{-12}A$	$5mV$	$5 \times 10^7 \Omega$	6	$10^{12} \Omega$
MMAVI-11型	$10^{-8} \sim 10^{-14}A$	$5mV$	$5 \times 10^8 \Omega$	6	$10^{12} \Omega$
MMAVI-12型	$10^{-8} \sim 10^{-14}A$	$5mV$	$5 \times 10^9 \Omega$	6	$10^{14} \Omega$

カタログは誌名御記入の上御申込み下さい。



株式会社 川口電機製作所

東京都港区芝白金三光町7-1
TEL 白金(441) 8312・6141・6143

電流パルス発生器

パルス発生器



本器はリアクトロン演算素子を用いた計算機の駆動用 電流パルス発生機である。

性能

1. 入力レベル 正弦波 6 V p-p
2. 繰返し周波数 最高 200kc
3. 相 2相
4. 発生パルス 8種
5. 出力端子 振巾可変のもの20組
6. 出力電流値 250 Ω 負荷に1 A最大
7. パルス波形

(イ) パルス巾 1 μ s \pm 10%可変

(ロ) 立上り時間 0.1 μ s 以下

(ハ) 下り時間 0.2 μ s 以下

(ニ) サグおよびオーバーシュート

平均振巾の \pm 5%以下

8. 電源 200 V A C, 5kVA

国際電信電話株式会社股納入

— 電流パルス発生器 —

型 式	主な用途	パルス巾	立上り時間	下り時間	振 巾	繰返し周波数	サグ・オーバーシュート
SCP-201	メモリーコアー試験用	1~10 μ s (連続可変)	0.1~1 μ s (連続可変)	0.3~1 μ s (連続可変)	最大 1A (連続可変)	2kc~20kc (連続可変)	\pm 2%以下
SCP-601	コアマトリクス試験用	1~10 μ s (連続可変)	0.1~1 μ s (連続可変)	0.3~0.6 μ s (連続可変)	最大 0.6A (連続可変)	10~30kc (連続可変)	\pm 3%以下

— 電圧パルス発生器 —

	パルス巾	上り 下り	P. R. R.	出力電圧	遅 延	ATTナシ 出力 imp	ATTアリ 出力 imp	ATT
SPG-5	0.07 ~10 μ s	0.025 0.025	50c/s ~5k/s	50 V	+10~ 100 μ s		50 Ω	60 dB
SPG-4	0.2 μ s ~50 ms	0.05 0.15	10c/s ~100k/c	20 V	-5~ 500 μ s	+200 +2k		
SPG-3 (ダブル)	0.2 ~20 μ s	0.07 0.2	1c/s ~10k/s	1k Ω \pm 30V 75 Ω \pm 15V	固定 5 μ s 間隔 0~100 μ s	高 1k 低 75 Ω		
SPG-2	0.2 ~20 μ s	0.05 0.15	100c/s 10k/c	20 V	-10~ -150 μ s		50 Ω	60 dB
SPG-1	0.5 ~50 μ s	0.05 0.15	50c/s ~50k/c	20 V 2 V	-10~ -150 μ s	+200 -2k	75 Ω	60 dB

SANWA

三和電子製作所

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺(108局)597

(三和無線測器研究所のパルス部・電子部が上記のように独立いたしました。)

アイソレーター及び回転型抵抗減衰器



アイソレーター

特長 このアイソレーターは

周波数に応じて励磁電流を調整し最大の逆方向損失が得られる

型 名	周 波 数 (G c/s)	導 波 管	挿 入 損 失 (db)		逆方向損失 (db)		V. S. W. R	寸 法
			中 心	帯 域	中 心	帯 域		
TFR-10	8.6~9.6	WR J-10 BR J-10	0.7 以下	1.0 以下	35以上	20以上	<1.25以下	300
TFR-24	22.5~24.5	WR J-24 BR J-24	0.8 〃	1.0 〃	35 〃	18 〃	<1.25 〃	150
TFR-34	34.5~36.8	WR J-34 BR J-34	0.8 〃	1.2 〃	30 〃	12 〃	<1.4 〃	150
TFR-50	44.0~50.0	WR J-50 BR J-50	1.0 〃	1.5 〃	30 〃	12 〃	<1.5 〃	130

回転型抵抗減衰器

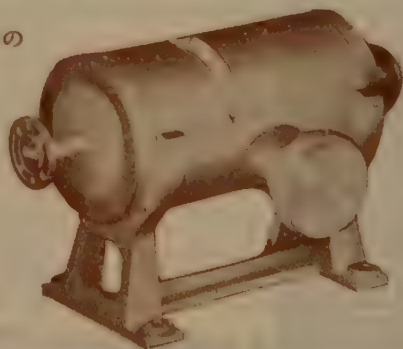
型 名	周 波 数 (G c/s)	導 波 管	減 衰 量 (db)	挿入損失 (db)	V. S. W. R	寸 法	較 正 点
TPCA-24	22~25	WR J-24	0~40	0.5 以下	<1.2 以下	200	中心及び両端3点
TPCA-34	33~37	WR J-34	0~40	0.8 以下	<1.25以下	150	〃
TPCA-50	42~52	WR J-50	0~40	1.2 以下	<1.3 以下	125	〃

特長 この回転型抵抗減衰器は

- (1) 周波数によって減衰量が変化せず、回転角のみに関係し、理論値とよく一致する
- (2) 減衰量を変える際の位相変化がない

主要製造品目

各種電波分光装置 ● マイクロ波管 ● 電磁石等
の不安定電源 ● その他精密電子応用機器



東京電気精機株式会社

本社 東京都千代田区神田神町2の11
電話 551 8936 代 551 8934
工場 茨城県工場、立川工場

日・米・英・独 特 許
HIGH
PRECISION
PATENTED

世界最高水準品 !! J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73% という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

当社で定めた規格テーブルの数値と製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。

特

- (1) 各個性の偏差が極めて少い
- (2) 直径 18 mm 重量 43 g
- (3) 高能率 0.5 W 型 52% 2 W 型 73%
(連続定格出力時)
- (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上
- (5) 右転、左転特性一致

徴

- (6) -50°C~100°C で作動
- (7) 定格出力時定格回転数 3,000, 5,000 r.p.m.
- (8) 180 g の加速度に耐える
- (9) Hg 10⁻³ mm において作動
- (10) 短起動時定数 0.02 秒以下

製 造 品 目

微小形低損失直流電動機
微小形低損失直流発電機

微小形速度計発電機付直流電動機
信号用直流電動機



前列左より タコジェネレーター内蔵サーボ用マイクロモーター、同軸切換装置内蔵マイクロモーター及び CL-3 R, CL-3 R, CL-2 A, CL-2 A, マイクロモーター
後列左より CL-2 A ギヤドマイクロモーター、CL-4 B マイクロモーター、CLS-3 R, CLS-3 R, CLS-2 A, CLS-2 A (ガバナー付) マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

日本マイクロモーター株式会社

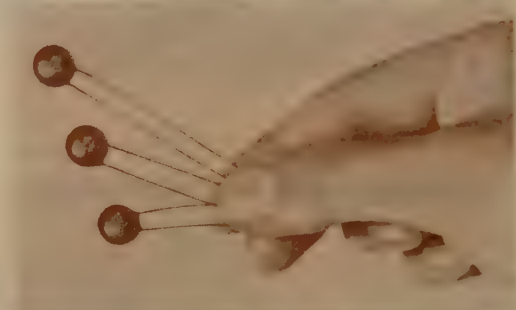
東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137~9



Pioneer in Semiconductor Products

新製品 拡散型樹脂封入構造

オリジン シリコン ダイオード SE-05



拡散法による高逆耐，高品質，プリント配線に適したミニチュア形耐熱特性に優れ，高効率，長寿命，樹脂封じによる低廉，高信頼性

型 号	SE-05 a	SE-05 b	SE-05 c	SE-05 d
尖頭逆耐電圧 (V) PIV (~100°C)	400	600	800	1,000
最大交流入力電圧 (V) Max.RMS	280*	420*	560*	700*
最大出力電流 (mA) (単相半波)		500		
サージ電流 (A) (1 サイク)		15		
動作周囲温度 (°C)		-55 ~ +100		
平均正方向電圧降下 (V) (500 mA にて)		1.1 以下		
平均逆方向電流 (μA) (PIV 25°C にて)		10 以下		

各種単相整流回路における入力および出力電圧，電流標準値

	SE-05 a	SE-05 b	SE-05 c	SE-05 d
推奨交流 (V) 入力電圧	120	180	240	300
最大直流 (V) 出力電圧				
単相半波*	120	180	240	300
倍電圧**	280	440	600	760
センタタップ	120	180	240	300
ブリッジ	240	360	480	600

* コーサ，サナミの逆起電力負荷では，入力電圧をこの値の1/2とする。

** コーサ 200 μF，出力電流 400 mA，保護抵抗 5 Ω (入力側，挿入) とし，各推奨交流入力電圧を一定に保持したときの標準出力電圧。

*** 容量性負荷などのときは 20% 減とする。

冷却方式：自冷

営業品目

シリコン・ゲルマニウム・セレン整流器・自動電圧調整器・科研式スポット溶接機・合成樹脂塗料

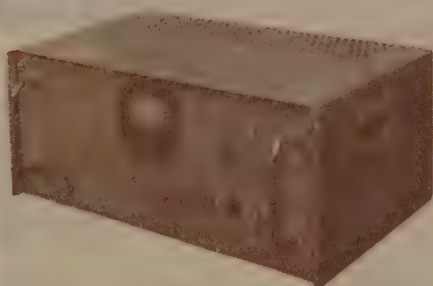
オリジン電気株式会社

本社・工場
大阪営業所
福岡出張所

東京都豊島区高田 1-195
大阪市福島区上福島 南 1-47
福岡市下戸町 10

電話東京 (982) 1161 (代) 3155 (代) トウキョウ カニウ (22) 463
電話大阪 (45) 2405 (代) オウサカ カニウ (38) 383
電話福岡 (2) 6883

全トランジスタ増巾器型 交流自動電圧調整器



日本で初めての真空管増巾器式、世界で初めて磁気増巾器式自動電圧調整器を発表したVOLCOが、今回又世界で初めての全トランジスタ増巾器式の自動電圧調整器を商品として市場に提供することになりました。

性能は従来の真空管式と全く同様な優秀なものです。

寿命と信頼性は従来の磁気増巾器式よりはるかにすぐれております。

サービス代行店

関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社
 本社 東京都文京区湯島新花町35
 Tel. (921) 1042, 7088, (929) 0289
 営業所 長野市横町20
 Tel. 長野 4601
 新潟市下大川前石油企業会館内
 Tel. 新潟 (3) 0603
中京地区 株式会社 朝日商会
 名古屋市千種区覚王山通3-34
 Tel. (73) 8147~9, 8140

関西地区 株式会社 三栄商会
 大阪市北区東堀川町11
 Tel. 大阪 (36) 2556~7
中国・四国・九州地区 新川電機株式会社
 本店 広島市三川町1
 Tel. 中 (2) 9147~9, 9140
 支店 高松市南鍛冶屋町4-18
 Tel. 高松 (2) 7343
 福岡市上小山町3-4
 Tel. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

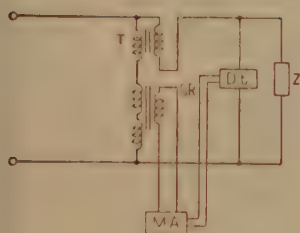
日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町5-130 電話 (611) 2461・2971
 出張所 大阪市東區谷町1-7 電話 (81) 1140



100V 5kVA

回路図



T: 昇圧変圧器
MA: 磁気増巾器

SR: 可飽和リアクトル
Dt: 検出器

静止型磁気増巾器交流自動電圧調整器

これまで種々の原理のものが考えられていますが、実用に供されている主なものは ①並列共振型 ②静止的挿入電圧加減法 ③昇減圧タップ無接点切換法の3種です 当社の方式は ②によっています

また、MA-L型では検出装置に基準定電流装置を使用していますので、破損、劣化の懸念される部分は全くなく信頼度をますます高めています。

標準性能および製作容量

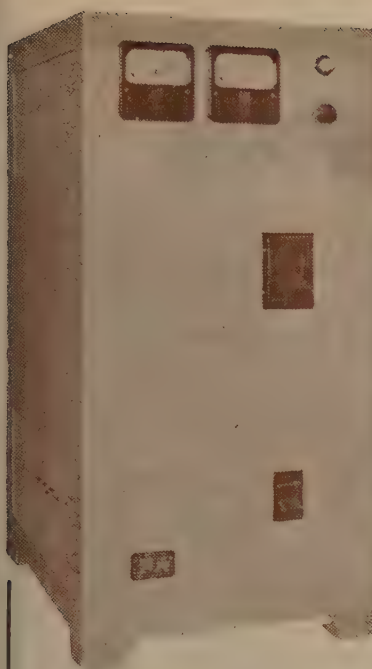
仕 様	MA-H 型	MA-L 型
出力 精 度	100または200V $\pm 0.2\%$ (0.1%製作可能)	100または200V $\pm 0.5\sim 1\%$
入 力 電 圧	100または200V $\pm 15\%$	100または200V $\pm 15\%$
周 波 数	50または60Hz $\pm \frac{1}{4}\%$	50または60Hz $\pm \frac{1}{4}\%$
負 荷 変 動	0 ~ 全 負 荷	0 ~ 全 負 荷
負 荷 力 率	遅 れ 6 0 %	
波 形 歪 率	5 % 以 内	5 % 以 内
応 答 時 間	0.2 秒 以 内	0.4 秒 以 内
標準製作容量	100.200.300.500V A 1.2.3.5.10K V A	3.5.10.20.30K V A
検 出 器	定 電 圧 放 電 管	磁 気 式 定 電 流 装 置

AVRの総合専門メーカー

済美電気株式会社

本社・工場 東京都世田谷区代田1の353
町田工場 東京都町田市金森字8号1163の6

TEL 414局 5156 (代表)
TEL 0274局 2193 (代表)



リコ自動電圧調整装置

凡ゆる機器の制御は電源電圧の自動制御から……………

専門メーカーのリコ一定電圧装置は負荷機器の種類により磁気増幅型 (MR 型) 摺動変圧型 (MDR 型) 鉄共振型 (FR 型) の 3 群に岐け製作いたしております。各電力会社, 有力産業会社, 学校の現場或いは研究室用の電源として多数御採用賜り, 絶対の信頼を頂いております。

自動電圧調整装置標準仕様

型 式	入力電圧 変動範囲	周 波 数 変化範囲	出力電圧 精 度	負荷変化 範 囲	応答時間	製 作 機 容 量
鉄共振型	70~120 V 又ハ 170~240 V	50 c/s 又ハ 60 c/s	±1% 以内	0~100%	即 応	100 VA ~ 5 kVA
摺動 変 圧 型	70~120 V 又ハ 140~210 V	影響なし	±2% 以内	0~100%	平均 2.5 V/秒 以内	1 kVA ~ 50 kVA
磁 気 増 幅 型 精 密 級	80~120 V 又ハ 160~240 V	46~52 c/s 又ハ 56~62 c/s	±0.5% 以内	0~100%	0.2 秒 以内	100 VA ~ 30 kVA

変圧器摺動型 1φ 20 kVA

磁気増幅器型新資料贈呈

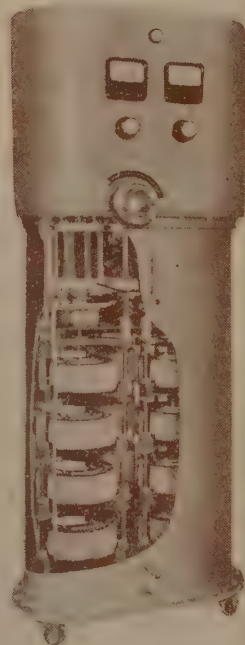
スライド・トランス 摺動 変圧器

スライド・トランスの用途は電気応用機器の発展と多岐化にともないテレビの電圧調整器から電力, 電機会社の設備用迄広範囲にわたっております。

弊社ではスライド・トランスの利点を御認識願ひ度く, 日夜凡ゆる部品, 機構の研究を続け, 海外迄広く御利用願っております。

現在用途別に次の型式のものを製作いたしております。

型 式	TYPE	使 用 法	製 作 容 量
据置式	RS RSD	操作ハンドルが垂直に取付けられ据置の位置で使用する	1φ 100 VA~10 kVA 3φ 2 kVA~30 kVA
パネル 取付型	PS	制御盤等に直接取付けて使用する	1φ 100 VA~3 kVA
横 式	SS	筐体内部に組込んで使用する又は壁掛式で使用する	1φ 4 kVA~10 kVA 3φ 1.73~17.3 kVA
油 入 自冷式	OS	耐爆・耐酸性を必要の場合又は大容量のもの	1φ 500 VA~3φ 50 kVA



3φ 40 kVA 200 V/0~240 V
リコ OS 型
スライド・トランス
三菱電機 (株) 殿納入

理 東 京 理 工 舎

東京都北区田端新町 2-5 電話 (807) 0171 代 4

カタログ資料
急送申上ます

Taiko

タイコーチョッパ

DC-ACチョッパ

チョッパは直流入力を交流に変換し、あるいはこれを増市後出力を再び直流に転換する機能を有するもので、一般自動制御機器を始めとして直流増市器、アナログ計算器の増市器、自己平衡電位差計、マイクロボルトメータ等記録測定関係の各分野に使用されています。弊社は多年チョッパの研究に従事し、構造、振動機構等に独自の改良を行い特に雑音防止、長寿命の点に特色を有しています。



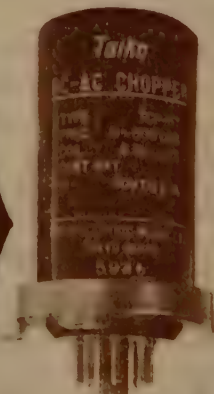
品 種	TCP-55A	TCP-55B	TCP-561A	TCP-561B	TCP-561C
定格駆動電圧(電流)	6.3V 70mA 50%	6.3V 140mA 50%	6.3V 140mA 50%	130mA (60%)	
定 格 周 波 数	50 ± 5%				
駆動電圧範囲	4.5V ~ 7.5V				
動 作 形 式	S P D T		D P D T		
入 力 部 変 換 回 路	ベ ー ス ピン 1 ~ 2 ~ 3				
入 力 変 換 電 圧	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V	1μV ~ 1.5V	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V
入 力 変 換 電 流 (最大)	1mA	5mA	1mA	1mA	5mA
出 力 部 変 換 回 路	ベ ー ス ピン 5 ~ 6 ~ 7				
出 力 変 換 電 圧			1V ~ 50V	1μV ~ 1.5V	1V ~ 50V
出 力 変 換 電 流 (最大)			5mA	1mA	5mA
接点間および接点 筐体間絶縁抵抗	10 ¹⁰ Ω 以上				
巻線筐体間絶縁抵抗	100MΩ 以上				
位 相 誤 差	30° 50% 40° 60%	30° 50% 40° 60% へ出力側			
位 相 対 称 度	3% 以下				
耐 熱 性	3% 以下				
雑音(100kΩ負荷rms.)	1μV 以下				
接 触 率	BBM 45% MBB 55%				
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C				
重 量	230 gr				

※1 御使用となる定格駆動周波数を御指定下さい。
 ※2 接触率はBBMまたはMBBの何れかを御指定下さい。なお特に御要望のある場合は15%~75%の範囲にて特別に調整も致します。

特殊チョッパ

TCP-57, TCP-58チョッパは接点容量が大きく電源用として使用されると同時に、自動制御や計器用としての直流増市器にも使用されます。但し低雑音を必要とする処には不向きで、此の用途にはTCP-55A又はTCP-561Aを御使用願います。

品 名	TCP-58	TCP-57
周 波 数 範 囲	定格 50% 又は 60%	定格 400%
駆 動 電 圧 (動作範囲)	定格 A・C 17.5V 50% (15 ~ 20V)	定格 A・C 6.3V 400% (5.5 ~ 8V)
輸 出 電 流 (mA)	40	60
輸 出 直 流 抵 抗 20°C	380Ω ± 5%	22Ω ± 5%
入 力 部 変 換 回 路	ベースピン 1 ~ 2 ~ 3	
入 力 変 換 電 圧	100V 最大	50V 最大
入 力 変 換 電 流 (最大)	0.3A	0.1A
接点間及び接点 筐体間絶縁抵抗	最 小	200MΩ
巻線筐体間絶縁抵抗	最 小	500MΩ
接 触 率	BB・M	45%
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C	
重 量	230 gr	



株式会社 大興電機製作所

本社・東京工場 東京都品川区東中延4の1402 電話 (781) 7155(代) 7181(代) 6411
 矢板工場 栃木県矢板市 電話(矢板) 36・49・63

●KE 気密端子●

弊社製品の種類

ターミナル (KE Terminals)
ヘッダー (KE Headers)
各種ケース (KE Cases)

大量生産に依るコストダウンと
高度の品質管理に依る品位の向上と
均一性を持つ弊社製品を自信を以
ておすすめします。



江東電気株式会社

カタログ進呈

東京都北区袋町1-1535 電話 901-8131 (代表)

ダイナ・エンパイア ニュース

驚異的高感度

0.3ガウスフルスケール

遂に達成！

D-900 ガウスメーター

◎ お問合せは下記へ



DYNA-EMPIRE INC.

日本総代理店

朝日通商株式会社

営業第二部
機械課

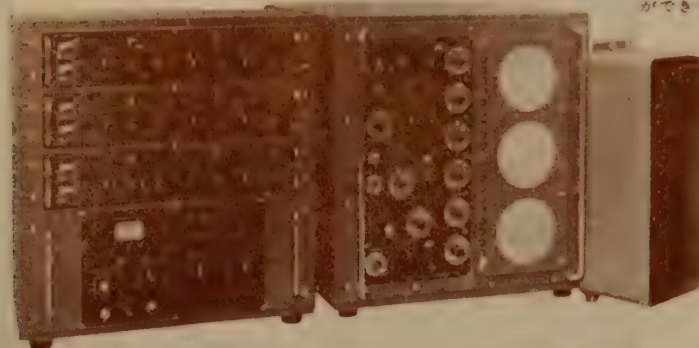
東京都千代田区平河町2-2

電話 東京 (301) 43-21 (代)

6-BEAMS OSCILLOSCOPE

6現象オシロスコープ BO-601型

概要 この装置は6組の電気現象を同時にブラウン管で観察でき、撮影装置との組合せにより、一瞬撮影もしくは連続撮影ができます。



No. 1 →
No. 2 →
No. 3 →
No. 4 →
No. 5 →
No. 6 →



← 粗

← 密

← 拡大



主要製品

インク書きオシログラフ、電磁オシログラフ
二現象オシロスコープ、ブラウン管連続撮影装置
直流増巾器、歪記録増巾器

単掃引撮影

(例) 掃引速度

$1 \times 5 \times 0.1 \sim 0.5 \text{ ms/cm}$

三栄測器株式会社

本社 東京都新宿区柏木 1-9-5 Tel (371) 7117~8, 8114~5

工場 東京都武蔵野市吉祥寺1635 Tel (022-2) 4941, 7825

モリオーム 精密巻線抵抗器

ステアタイトボビン分割無誘導巻

M55

寸法 $7 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$

抵抗値 $0.1 \Omega \sim 225 \text{ k}\Omega$

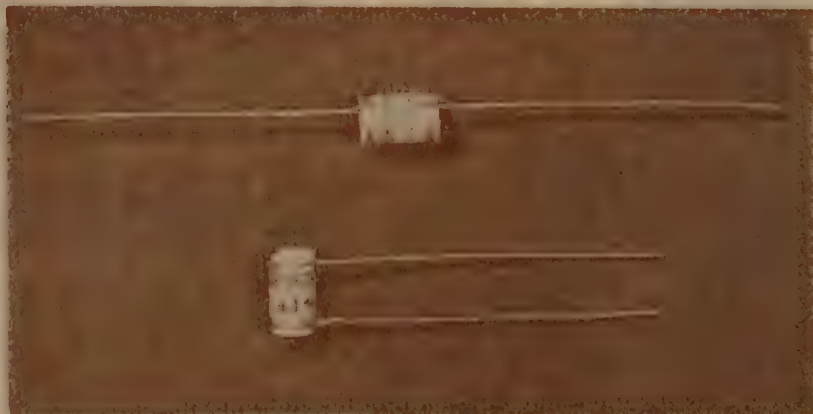
誤差 $\pm 1\% \sim 0.1\%$

温度係数 2×10^{-5} 以下

その他13種

0.1 W ~ 2 W

0.1 Ω ~ 6 M Ω



モリ通信機株式会社

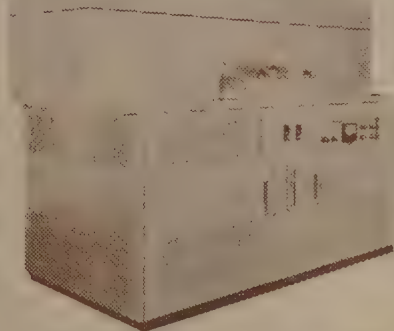
東京都荒川区日暮里町3丁目606番地

電話荒川 (891) 5214 (代) 5428

オートマチックフライングスポットスキャナ



特 長



- ◆本装置は自動的に交換されるオペーク2系統を有し交互に、日本テレビジョン標準方式に基く映像信号を発生します。
- ◆タイマーに依り5秒～20秒の任意の間隔で左右各50枚迄のオペークカードを自動的に且つエンドレスに交換する事が出来、又リモートコントロールも可能です。
- ◆テロップに比して安価で且つ取扱・保守が容易です。
- ◆周波数特性 100KCを基準として

1KC～6MC	±5dB以内
6MC～8MC	+0, -3dB以内
- ◆解像力 水平 中央部 500本以上
 周辺部 400本以上
 垂直 350本以上
- ◆対信号雑音比

ハム雑音	60dB以上
同期性誘導雑音	40dB以上

池上通信機株式會社

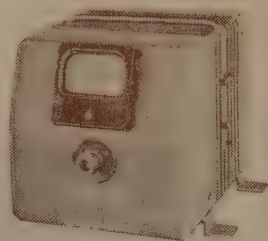
本社・川崎工場 神奈川県川崎市元木町2-1番地
 電話 川崎(2)7315(代)(3)0376番
 営業所 東京都港区芝西久保巴町4-9番地
 電話(431)5536・5686・5750番
 大阪営業所 大阪市北区老松町3の56西天満ビル412号
 電話(36)9333番

POWER METER VHF・UHF帯



吸収形・通過形 電力計

其の後の研究の結果VHF帯よりUHF帯までの吸収形および通過形の各種の電力計の精度が一層向上いたしました。信用出来る電力計として自信をもって御勧めいたします。



日本高周波株式會社

本社・工場 横浜市港北区中山町1-11-9 神奈川県川和15
 東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1の55 (501) 9588・2662
 東京研究所 東京都文京区菊坂3 (921) 1970

水平型・平型・双子接点型・有極型・小型(交・直流用)・その他特殊型各種

継電器



カタログ進呈



株式会社 高見澤電機製作所

東京都品川区西大崎 3-515
TEL. 大崎 (491) 代表 2136
工場 東京・信州第一・信州第二

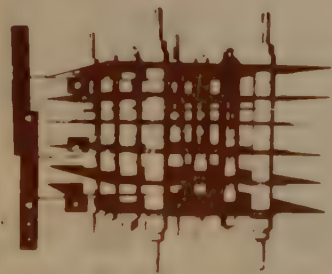
MA2P型(DC用)
定格電圧 6,12,24,48,100VDC
動作電力 最少 0.4W
最大 2.5W
接点組合 2回路切換
電流容量 2A (100VDC)
無誘導負荷
取付 プラグイン型
(オクタルソケット)
寸法 51×35×35mm
(取付面上)

関西地区代理店 関西制御機器株式会社 大阪市大淀区本庄川崎町 3-26 TEL (37) 9859

スタンレー セレン/シリコン整流器

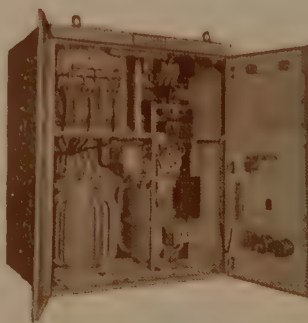
STANLEY

* A形セレン整流板は



- 逆電流が驚くほど少なく安定しており
- 正抵抗も極めて少なく
- 3年間放置しても異状がない(各種試験のデータ集を送付します)

* シリコン整流素子は



- 信頼のおける日立の製品で
- 効率が高いので電力料金が安く
- 高温によく耐え寿命が長い

動力用
D.C 110V 273A

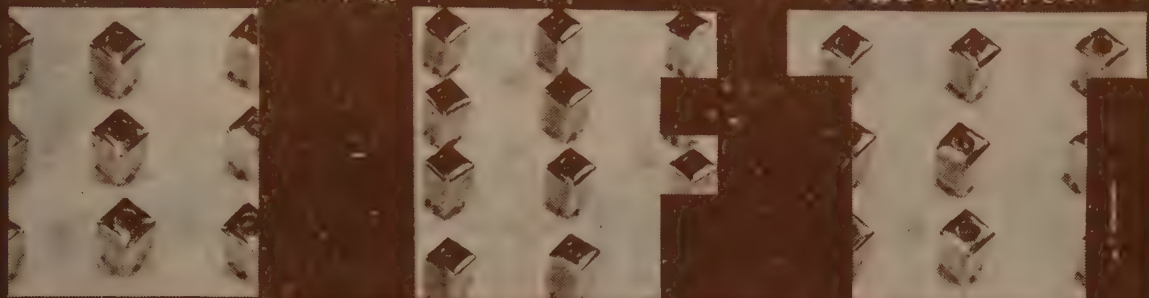
..... カタログ呈 東京都目黒区中目黒 2-605 スタンレー電気 K K 宣伝課 230 係宛



優れた設備の工場から、優れたパーツ！

カタログ進呈

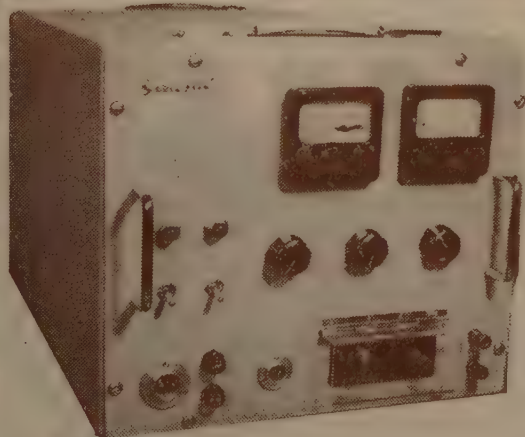
御希望の方は本誌名記入の上
PR課まで申込み下さい。



ミツミ電機株式会社

東京都北多摩郡狛江町小足立1056

TEL (416) 2219・2619・2692



■特 徴

電気的特性

1. 使用周波数 50%～5K% 12レンジ切換
2. 出力電圧 100V～800V
3. 入力電圧 1.5V
4. 入力インピーダンス 500K Ω
5. 消費電力 100V 50%～60% 470V A
6. 出力負荷端子は常に0.05 μ Fの容量負荷となるように負荷を規定します。
7. 出力に電圧電流計が附属されているので、容易に共振点を見出すことができます。

■用 途

本装置は、エレクトロルミネッセンス素子を使用した発光体の実験、研究用として特別に広帯域の周波数において、高電圧を発生し供給する装置で、小型軽量を目的として卓上型に製作されたものであります。

お問合わせは宣伝部お願いします。

山水電気株式会社

本社 東京都杉並区和泉町460番地 電話(328)代表0111番～⑩
大阪営業所 大阪市都島区都島南通り4の8 電話堀川(35)8C09・7819番
名古屋営業所 名古屋市中区宮出町34番地 電話中(24)・6240番

エレクトロルミネッセンス用

**高電圧発生
電源装置**

新しい通信機器の設計は

まず回路のプリント配線化から!

◎ プリント配線なら専門メーカーの銘光工業にお任せ下さい。

★ 配線図や簡単な略図からでも、すぐプリント化致します。

★ 設計から製造まで一貫した優れた技術と完全自動化された設備から生れるメイコーのプリント配線はきっと御満足のゆくことと存じます。



TRラジオから 電子計算機まで

メイコーの プリント配線

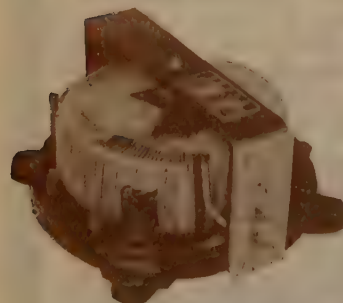
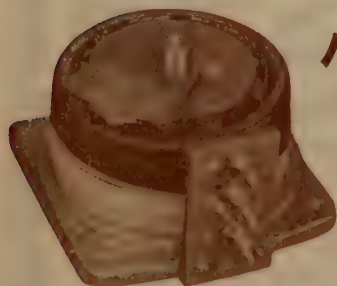
AJU 08

銘光工業株式会社

東京都世田谷区祖師ヶ谷2-686 TEL (416) 0278-1231

測定器、制御機器用

パネル型摺動変圧器



測定器、制御機器等の電源電圧調整にパネル型摺動変圧器の使用をお奨めします。当社は小は一次 30 V、二次 0~30 V 1 A 程度のもから、大は一次 100 V、二次 0~130 V 40 A、一次 200 V 二次 0~260 V 30 A 等の大容量のものまで種々製作しております。

写真上は一次 100 V、二次 0~130 V 1 A の標準品、下は一次 100 V、二次 80~120 V 30 A の特殊品です。

二個又は三個を同一軸で摺動させる三相用、二個の摺動変圧器と補助変圧器を組合せた微細調整型（定格例、一次 100 V、二次 0~130 V ± 5 V、10 A）一次、二次巻線を別々に巻いた絶縁型等の特殊品も製作し、各方面に広い利用が考えられます。シャフトの回転トルクは 100 V 5 A の標準品で 0.3 kg-cm 程度で小容量のモーター駆動により自動調整に使用することが出来ます。

またマイクロ・スイッチを数個とりつけ、シャフトにつけたカムによりこれを作動させ、任意の電圧値で任意の回路の断続をさせることも出来ます。

約 10 万回程度の使用に耐え、定期的に手入を行えば、十数年の長期使用も可能です。測定、検査等に計器型と組合わせ、又電源電圧降下の昇圧用に单相、三相の単独使用型も製作しております。型録、寸法図を準備しております。

特殊品に関するお問合せを歓迎致します。

東京精電株式会社

東京都港区芝南南久間町1ノ5
電話 (501) 9349・9522

..... ミネベア

NMB

Miniature Bearings

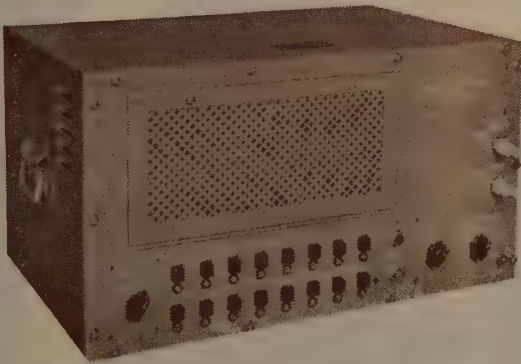
ミニチュアボールベアリング・ミニチュアニードルベアリング・ミニチュアボール

日本ミニチュアベアリング株式会社

日本ミニチュアベアリング販売株式会社

東京都中央区日本橋兜町1-4 TEL (671)1203-5

TIME-MARK GENERATOR



一 営業品目一

パルス応用各種測定器・多現象オシロスコープ・高周波電源装置・半導体関係測定器・パラメトロン関係測定器・標準時間発振器・微少時間統計機・医用電子管測定器・其の他超広帯域増巾器関係

1. 用途 オシロスコープの掃引時間の校正、信号波形の比較などに使用します。

2. 性能

2・a マーカー出力

2・a・1 インターバル 0.1 μ s, 0.5 μ s, 1 μ s, 5 μ s, 10 μ s, 50 μ s, 100 μ s, 500 μ s, 1ms, 5ms, 10ms, 50ms, 100ms, 500ms, 1s, 10s

2・a・2 確度 0.1%以下(水晶)

2・a・3 出力 3V以上(75 Ω)

2・a・4 極性 プラス、マイナス切換可能

2・b トリガー出力

2・b・1 周波数 1Mc/s 100kc/s

10kc/s, 1kc/s, 100c/s, 10c/s, 1c/s

2・b・2 出力 2.5V(p-p) 50k Ω

2・b・3 極性 プラス

3. 電源 AC 95V~105V 50c/s~60c/s

4. 消費電力 450VA

5. 寸法 約 540 \times 370 \times 300

6. 重量 約40kg

港通信機株式会社

東京都港区西久保八幡町10

電話 (431) 2762・2733

わずか4ケのトランジスターで

画期的！安定度

トランジスター安定化電源



¥ 29,800

TS-60型 0~20V
0~250mA

- 当社技術陣の研究開発による

全く新しい回路方式

- 従来の石の数の $\frac{1}{2}$ で0Vから

連続可変

- 1ケのダイオードと1ケの抵抗により

完全な保護回路

東海電機株式会社

東京都三鷹市牟礼550 TEL ムサシノ (3) 3883

一段と向上した安定度!!

ほとんど零調の必要ありません

●真空管電圧抵抗計 DV-5型

A. B電源共電圧安定化装置付、電圧は0.5 VレンジによりAC50mV、DC10mVまで、周波数は500Mcまで計測可能

測定範囲 交流0~150V、R.M.S及×10 6レンジ

0~420V、P.P及×10 6レンジ

直流0~1500V及×100

最高30KVまで8レンジ

抵抗0~1000MC 8レンジ

周波数範囲 R.M.S 30%~500Mc、P.P30%~50Mc

入力インピーダンス R.M.S C=1.8PF以下

R=2MΩ(100Kc)、500KΩ(10Mc)

60KΩ(100Mc)

P.P.C=13PF以下 R=2MΩ(100Kc)

1MΩ(1Mc)200KΩ(10Mc)

直流 15MΩ及×100

誤差 交流 定格値の±3%×10は定格値の±5%

直流 定格値の±3%×100は定格値の±10%

抵抗 目盛長の±3% 中央目盛Rの0.3~3倍の間

周波数特性 R.M.S ±3% (50%~250Mc)、±10% (30%~500Mc)、×10は±10% (30%~1Mc)

P.P ±5% (30%~50Mc)

×10は±10% (30%~1Mc)



営業品目

AM、FM標準信号発生器 各種掃引信号発生器
トランジスター定数測定器 歪率レベル測定器
真空管電圧計 ラジオ、テレビ用測定器
TR式安定化直流電源 空中線共用装置

大中央電気株式会社

東京都三鷹市上連雀754番地
電話 武蔵野(022)3-4107(代)

必ず使う 測定器

SM-101型 歪率計

新製品



正価 48,000円

★特長

- 並列T型回路を利用して新しく設計された歪率測定器であります。
- 小型軽量で価格が非常に低廉ですが性能は高価なものと少しも変わりません。

★用途

- 歪率、信号対雑音比の測定。
- 広帯域高感度真空管電圧計。

★性能

- 歪率測定基本周波数範囲 30%~30 K% 連続可変。
- 歪率測定範囲、及指示値 30%~0.2%、db及%直読。
- 歪率測定に必要な入力 0.5V (入力インピーダンス100 K Ω)
- 真空管電圧計周波数特性 30%~100 K% (0.5db)
20%~150 K% (1db)
- 真空管電圧計測定範囲 2 mV~10V
- 電源 100V 交流50~60%
- 電源変動に対する安定度 電源変動 $\pm 15\%$ に対して指示誤差 0.2db 以内
- 消費電力 25VA

★主なる納入先 警察庁、NHK、日本電気、その他主メーカー



信和通信機株式会社

東京都杉並区下高井戸4ノ943 電話(312)0125(代表)~0130

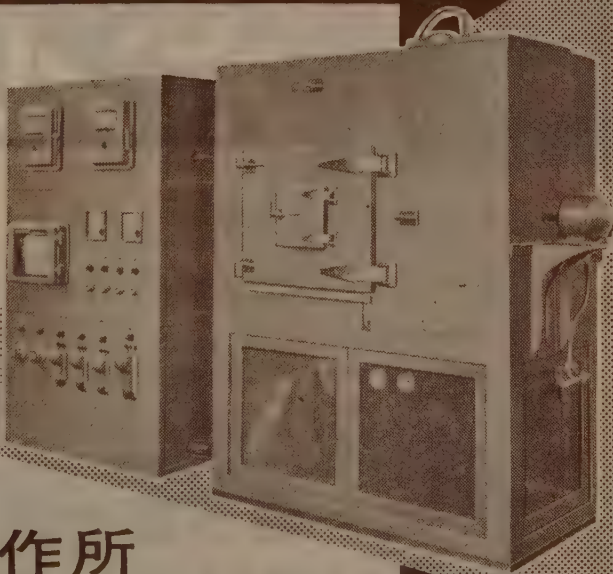


冷凍機付 恒温恒湿槽

60°C ~ +80°C

製品主目

恒	温	恒	湿	槽
電	気	低	温	度
電	気	恒	温	槽
送	風	式	電	気
各	種	試	乾	燥
			器	機



株式会社 奥村製作所

東京都板橋区熊野町35 電話(961)1596・2728



MIL-LINE

高信頼性絶縁形皮膜抵抗器

(略称：RM型抵抗器)

70°C 部品の完成!

RM-1/2



RM-1



RM-2



Actual-Size

形状は小さい

安定性が高い

信頼度が大きい

理研電具製造株式会社

東京都板橋区志村小豆沢4の6 電話(901)6176(代表)



高周波絶縁碍子

ボンレックス

アメリカ無線界ではバイレックスを

日本ではボンレックスの御使用を

ボンレックスの用途

無線、有線電気通信機器用、超短波医療機器用、ラジオ、放送機
並に テレビジョン、船舶及び汽車、電車、理化学、火薬容器、
ウエルダー機器用 ○原子力平和利用・各機器碍子

○貴社御考案の別形製作の場合は詳細御一報次第参上御説明申上ます

株式
会社

ボン碍子製作所

東京都千代田区神田松永町19番地
松永ビル TEL(251)8894番



信用ある全国無線部品店にあり。
カタログ進呈
本誌名記入の上お申込み下さい。

超低周波

ファンクション
ゼネレータ 452型

0.008 cps ~ 1200 cps の

正弦波・三角波および矩形波を10進法5レンジに分割して発生する極めて安定な超低周波発振器で出力電圧の周波数特性は本質的にフラット、波形およびレンジの切換えによりほとんどランジエントを発生せず、ただちに新たに与えられた波形で発振します。

開放出力電圧を指示する peak to peak 型電圧計が組込まれています。

電源	100 V 50 / 60 cps 約150 VA
寸法・重量	495 (520) × 240 (258) × 404 (445) mm ³ 約22 kg
周波数	(10進法 5レンジ) 0.008 ~ 1200 cps
信号出力	平衡および不平衡
波形	正弦波三角波および矩形波
負荷抵抗	4 kΩ 以上
最大出力電圧 (4 kΩ 負荷にに対し3波形とも)	30 V P-P 以上
出力電圧周波数特性	± 2% 以下
出力電圧安定度 電源電圧の±10%変動にに対し	± 0.2 dB 以下
歪率 正弦波のとき	0.008 ~ 100 cps 1% 以下 100 ~ 1200 cps 2% 以下
出力インピーダンス	約40 Ω
同期出力	約10 V P-P (極性負) パルス巾 5 μs 以下

主要營業品目

真空管電圧計
オシロスコープ
低周波発振器
矩形波発生器



直流低電圧安定化電源 711型

本機はトランジスタ化した小型・軽量の低電圧の安定化直流電源で、ケースと絶縁した2V~15V、0~500mAの直流電圧を取出すことができ、出力電圧・電流計をそなえ、電流計レンジと連動する電子の過負荷防止回路により、直列トランジスタおよび出力電流計を完全に保護しています。

出力電圧 2~15V 連続可変
出力電流 0~500mA 連続



株式会社 菊水電波

本社 東京都大田区馬込町西4の67 電話 (771) 9191 ~ 5
玉川工場 川崎市新丸子東3の1175 電話 (047) 3073・6224・6281



用 電子管記録計
： 直流増幅器等

二十年の聖験 大倉の チヨッパー

寿命	20,000 時間以上
雑音	1 μV 8 kΩ
励磁コイル	50 c/s 6.3 V 85 Ω 60 c/s
種類	一般用低入力用

米 国 Swoutout 社と技術提携

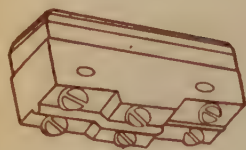


大倉電気株式会社

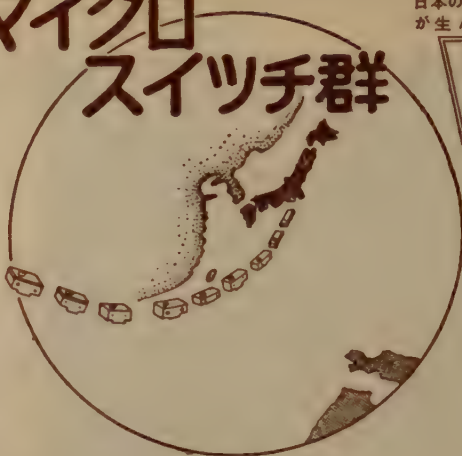
本社 東京都杉並区西田町2丁目407番地 電話(398)5111(代表)
大阪出張所 大阪市北区芝田町112井上ビル24号室 電話(36)5791-5 (交換) 5891-5
小倉出張所 小倉市博労町63富士ビル44号室 電話小倉(5)8621

世界に燦然たり……

1960年



2極マイクロスイッチ群



日本の技術が生んだ

技術革新

世界で最初にして唯一

特徴と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品種に於いては従来の単極の基本型と同一に越ゆる品種が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由は本器が応差の動き(M. D.)に於いて外国品の欠陥(応差の動きが大きいこと。これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したことです。これは正しくマイクロスイッチの革命、新分野への導明とまで云われる理由です。そして更らに特徴は次の如く追加されるのです。

- | | |
|--------------------------------------|--------------------------|
| (1) 外寸、取付位置は単極基本型と同一 | 耐 圧 1000V. A. C. 一分間 |
| (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い。 | 絶縁抵抗 500V. 1000MΩ以上 |
| (3) 動作力、応差の動きも単極型と同一 | 動作に必要な力 (O. F.) 300~450g |
| (4) 単極品を2ヶ並べて使用すると違いスイッチの投入、切断は2回路同時 | 動作迄の動き (P. T.) 0.5MAX. |
| (5) 規格 | 動作後の動き (O. T.) 0.13MIN. |
| 電流量 125・250V. 10A. A. C. | 戻りの力 (R. F.) 114gMIN. |
| | 応差の動き (M. D.) 0.01~0.15 |



日本開閉器工業株式会社

東京都大田区馬込東3-644
TEL 東京(771) 8841-2・8379

オールトランジスタ 安定化低圧直流電源

新 製 品

TP 030-10型



PAT. PEND

この他製造中のものは次の通りです。
掲載誌御記入の上カタログ御請求下さい。

- 入力電圧 AC 50~60 ∞ 90~105 V
出力電圧 DC 0~30 V 連続可変
出力電流 最大連続負荷 10 A
電圧変動 電源及び全負荷変動に対し 100 mV 以下
リップル 5 mV 以下
過電流安全装置付
寸法・重量 520×340×360 41kg

型 式	出力電圧	出力電流
TP 025-5	0~25VDC	0~5 A
TPM 025-02	0~25VDC	0~200mA



株式会社高砂製作所

営業部 川崎市三子 662
TEL (701) 4391
(048) 3883
(048) 4111

電子工業

本誌の二大綱領

- 常に高度の学問的水準を維持し、業界の発展に寄与する
- 電子技術者の要望にこたえ業界の指針たらしめる

新年号を飾る二大特集

特集／今年の電子工業の問題点を探る

golden sixty を迎えたといわれる 1960 年の電子工業は、現在技術的にも産業的にも大きな曲り角に立っているといわれる。60 年の各分野における発展を総括し、61 年の中心的問題を探らうとする特集。

特集／技術者はどのように待遇されているか

技術者が足りないという声は大きい。果たして技術者はどのような待遇をされているのか。研究所・メーカーなどのエンジニアの直接の声とその実態を明らかにする資料。

グラビヤ／通研・東大における超低温研究

写真により、大きく変化する電子工業。総合的に解説する本誌独特のページ

外国雑誌を読んで

半導体・新しい回路・計算機・自動制御など、各分野の専門エンジニアが海外の雑誌を読んで、評論する新しい企画

電子工業デザイン・シート

通研・電気試験所・NHK 技研などより提供された資料により、現場のエンジニアが設計する場合に役立つデータ、チャートのページ

新連載／技術英文の書き方

通研 平野 進

Review of Japan Electrical Communication Laboratory

編集に当る著者の経験により、電子技術者が英文をいかに書くべきかを一年間連載する。

小峰電子工業
株式会社

エレクトロニクス・ニュース 技術者の横顔 新しい技術者 潮流 特許紹介 新製品紹介 読者のページ

確実入手には直接購読を
半年分 900円 (5分引)
1年分 1,710円 (1割引)

定価 150 円 120 頁

東京都中央区日本橋通3丁目1
TEL (271) 8198, 0049

▶ データ処理の入門から実用まで

マックラッケン、ワイス、リー：Programming Business Computers

事務用計算機のプログラミング

高橋 茂 監訳・石井 治・相磯秀夫・淵 一博 共訳

本書は日常電子計算機を事務データ処理の問題に应用することに携わっている人、また計算機の応用と非常に密接な関係にある仕事をしていて、紹介記事を斜めに読むだけではあきらない人のために書いている。

A5判・9ポ横組
淡ククリーム上質紙
本巻クロス装 特製
上巻 368頁 ¥1,200
下巻 300頁 ¥1,000

▶ デジタル計算機の実用入門参考書

R.K. リチャーズ：Arithmetic Operations in Digital Computers

ディジタル計算機の演算方式

高橋 茂 監修・石井善昭・相磯秀夫・加藤満佐夫 共訳

A5判・365頁・特上製本函入 定価 ¥1,400

◆ 近刊予約募集中 ◆ ▶ 周波数解析 変調と雑音の理論

ゴールドマン：Frequency Analysis, Modulation and Noise

細野敏夫・堀内和夫 共訳

A5判・9ポ横組・500頁＜1月下旬刊・予定価 ¥1,250＞

▶ 情報処理ハンドブック

情報処理ハンドブック編集委員会編 ＜来春3月刊＞

A5判・8ポ2段横組・1000頁・予定価 ¥3,500

月刊 「電子計算と制御」改題

オートメーション技術

Office and Industrial Automation

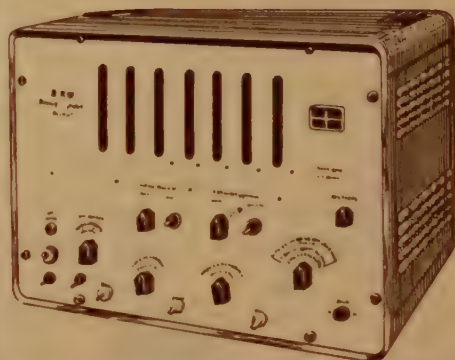
情報処理を核心としたオートメーション技術——電子計算機・OR・自動制御・経営工学・情報通信・電気機械工学・オートメーション機器の普及と啓蒙を編集方針とする界隈唯一の技術誌！

＜新年号予告＞ずいそう（堀内和夫・吉村好美）◆特集医学のオートメーション・人工内臓pHのオートメーション（堀原一）・診断のオートメーション（高橋昭正）◆座席予約装置の応用結果（大野豊）◆選挙議席予測（勝秀夫）

毎月15日発行
B5判・本文8ポ横組・80頁 ☆本誌を購読される方へ
1部 ¥180 直接弊社へ御予約下さい
誌代 ¥960 い。店頭販売を主体と
12か年 ¥1290 いたしませんので御予
12か年 ¥3840 約な場合は入手困難
（ファイル2部付）です。
（海外向けには1か年送料 ¥360）

光琳書院 東京都台東区仲御徒町3-20（池内ビル）
電話 下谷 (831) 6464・5094 振替東京 34089

使いやすくて
信頼できる



CU-11 型

エレクトロニック・カウンタ

本器は周波数、周波数比、周期、時間々隔等を正確に測定し、この量をデジタル表示するカウンタであります。周波数範囲は直流から最高 2.1Mc までの入力信号にて動作します。また測定結果は数字表示のみではなく、4-2-2-1 の符号出力として取り出すこともできます。

- 表示および出力：10進法，7桁，最上位の桁を除き4-2-2-1の符号出力あり。各桁ネオン0-9表示，測定法により小数点と単位を自動的に明示します。
- 入力：A B両チャンネルを適当に組合せて各種測定を行います。
 Aチャンネル 0.2 V_{P-P} DC~2.1Mc
 Bチャンネル 0.4 V_{P-P} DC~1 Mc
 各チャンネルともに $\pm 1 \text{ V} \times 1, \times 10, \times 100$ のレベル選択可能
- ゲート時間：1/10 / 100 μS / 1/10 / 100 mS / 1S の7レンジ，および $\times 10$ を使用してこの10倍も可能。また手動を加味すれば $1 \text{ S} \times \text{N}$ 倍， $10 \text{ S} \times \text{N}$ 倍も可能。
- 電源：AC 100 V 50~60%

株式会社 横河電機製作所

本社・工場 東京都武蔵野市吉祥寺3000番地 電話 東京391局 代表1901
 支店 名古屋・大阪・小倉 出張所 武蔵野局 (022-2) 代表3701
 新潟・広島

YEW

会 告 ・ 通 知

電気通信技術委員会研究専門委員会

開 催 通 知 (昭和 36 年 1 月)

本会会員は誰でも、任意の委員会に自由に参加でき、研究発表もできます。研究発表希望者は、委員会名を指定して前々月末日までに本会宛お申込み下さい。

1. 信頼性と品質管理研究専門委員会

委員長 茅 野 健

日 時 1 月 16 日 (月) 14 時 ~ 17 時

場 所 電気通信学会会議室 (千代田区富士見町 2 の 8 国電飯田橋、水道橋寄改札口下車)

議 題 (1) タンタルコンデンサの信頼度に関する統計的研究 (海外文献の紹介)

檜 山 晋 爾君 (通 研)

(2) 寿命許容限界

唐 津 一君 (電々公社)

2. マイクロ波伝送研究専門委員会

委員長 岩 片 秀 雄

日 時 1 月 16 日 (月) 9 時 ~ 17 時

場 所 早大理工学部会議室 (新宿区戸塚町)

議 題 (1) 第 13 回 URSI 総会に出席して

森 脇 義 雄君 (東大生研)

(2) エサキダイオードを多数用いたマイクロ波増巾器および発振器

横 内 滋君 (阪大産研)

3. 医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪 本 捷 房

日 時 1 月 24 日 (火) 14 時 ~ 17 時

場 所 東大医学部本館会議室 (文京区本富士町)

議 題 循環器系疾患診断のための新しい電子装置 三 浦 茂君 (東芝電子機器技術部)

4. 回路網理論研究専門委員会

委員長 川 上 正 光

日 時 1 月 24 日 (火) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京工業大学講義室 (目黒区大岡山、目蒲線大岡山下車)

議 題 (1) 電子回路の図的解拆

藤 原 忠 志君 (日本コロムビア)

(2) 磁心アナログ記憶演算素子を用いた伝達函数可変ろ波器

渡 辺 昭 治君 (国際電々)

5. トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡 部 豊 比 古

日 時 1 月 24 日 (火) 14 時 ~ 17 時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室 (文京区本富士町)

議 題 (1) エサキダイオードの動特性の測定について

福 井 初 昭君 (ソニー)

(2) 合金接合トランジスタのパンチスルー状態における諸特性について

柳井久義君・菅野卓雄君・佐々木 元君 (東 大 工)

(3) トランジスタ化分布増巾器の試作について

田守 毅君 (早 大)・黒沢公司君・大平隆夫君・大和久修三君 (沖 電 気)

◎ 2 月は関西にて開催予定詳細は赤紙 3 頁参照

6 超音波研究専門委員会

委員長 能 本 乙 彦

日 時 1月26日(木) 13時～17時

場 所 東京工業大学講義室 (目黒区大岡山 目蒲線大岡山下車)

議 題 (1) New Zealand 北東海域におけるマグロ魚群探知機の実験

西 村 実君(水産庁漁船研)

(2) フィリピン海域におけるマグロ魚群の探知について

間 庭 愛 信君(水産庁漁船研)

(3) 物理化学における超音波干渉計の応用

宮 原 豊君(名古屋大理工学部)

(4) 超音波による砂鉄の脱炭

佐々 木 信 郎君(石炭総合研)

7. 航空電子機器研究専門委員会

委員長 小 林 正 次

日 時 1月27日(金) 14時～17時

場 所 日本電気四階会議室 (港区芝三田四丁目2, 国電田町下車)

議 題 (1) Kiel における船舶の航法ならびに安全に関する国際会議に出席して

國 田 忠 裕君(日電)

(2) 第六回国際航路標識会議に出席して

広沢銅四郎君(日電)・木戸榮治君・川上義郎君(沖電気)

— 関 西 支 部 —

8. オートマトンと自動制御研究専門委員会

委員長 高 橋 秀 俊

日 時 1月16日(月) 9時～12時

場 所 京都大学楽友会館(京都市左京区東山近衛通東入ル市電東山線近衛通下車東入ル)

議 題 (1) 日本語単語の符号化 坂 井 利之 君・堂 下 修 三君(京大工)

(2) バタン認識装置の基本設計 坂 井 利之君・吹 抜 敬 彦君(京大工)

(3) A-D変換器の二、三の問題点について 北村 豊君・川取 修君(島津製作所)

(4) 精密速度差測定について 松 元 雄 倉君・竜 田 直 紀君(京大工)

9. 電子計算機研究専門委員会

委員長 後 藤 以 紀

日 時 1月16日(月) 13時～16時

場 所 京都大学楽友会館(京都市左京区東山近衛通東入ル市電東山線近衛通下車東入ル)

議 題 (1) KDC I の Symbolic Coding System について 清 野 武君(京大)

(2) 論理演算基本回路のマージン直視装置 矢 島 修 三君(京大)

(3) データ ロガー TOSBAC 3225 について 加藤兼一君・天羽浩平君・

山中和正君・白井国雄君・近藤又吉君(東芝電子機器技術部)

(4) MELCOM I IOI Digital computer の命令について

馬場文男君・渡辺文明君・嶋村和也君(三菱電機)

委員会終了後京大の電子計算機 KDC I を見学の予定

10. インホメーション理論研究専門委員会

委員長 大 泉 充 郎

日 時 1月17日(火) 13時～17時

場 所 日立ファミリーセンター(毎日大阪会館2階, 大阪市北区船大工町, 市電堂島中町停留所東)

議 題 (1) 第四回情報理論ロンドンシンポジウムについて 大 泉 充 郎君(東北大)

(2) 組織符号構成への位相幾何学的方法の一応用 嵩 忠 雄君(大阪大)

(3) 雑音検波出力の統計理論 太 田 光 雄君・仲 上 稔君(神戸大)

(4) 位相同期FM復調器における最適フィルタ 津村 隆君・小林信三君(三菱電機)

(5) 文字パターンの一符号化方法について 白井三郎君・坂口一二三君(国際電々)

11. 通信方式研究専門委員会

委員長 染 谷 勲

日 時 1 月 18 日 (水) 9 時 ~ 17 時

場 所 大阪大学工学部大会議室 (大阪市都島区東野田町 9)

- 議 題 (1) Meteor Burst 通信方式についての考察 長 岡 崇 雄君 (大 阪 大)
 (2) FS デジタル信号の間けつ通信について 生 島 広 三 郎君 (電 波 研)
 (3) ダイバシティ方式の改善度について 金 久 正 弘君 (神 戸 大)
 (4) レーダ中継方式について 林 貞 雄君・春 田 豊君 (神 戸 大)
 (5) 磁気ドラム式遅延正帰還方式 小 林 信 三君 (三菱電機)
 (6) 計算機によるハミングコードの検討ならびに言語符号の統計
 坂 井 利 之君・西 尾 英 之 助君 (京 都 大)
 (7) 日本語音声の自動識別方法 西山静男君・徳永迪夫君・川勝文磨君 (日立製作所)
 (8) PCM 通信における瞬時縮伸 山 下 一 美 君・細 川 省 一 君 (大阪市大)

○ 電気音響研究専門委員会 (2月の予定) 委員長 富 田 義 男

日 時 2 月 3 日 (金) 9 時 30 分 ~ 18 時

場 所 大阪大学工学部大会議室 (大阪市都島区東野田町 9)

- 議 題 (1) 異なる半径を有する毛細管集合体の音響特性 中 村 昭君 (阪大産研)
 (2) 衝突を伴う振りバネおよび曲げバネの振動特性の比較
 伊藤義一君・高村真夫君・清水湧一君・大塚猶二君 (通 研)
 (3) 日本語音声の識別方法 北村音一君 (阪大産研)・川勝文磨君 (日 立)
 (4) 電壺音叉について 河 合 次 男君・三 浦 葆君 (村田製作所)
 (5) 微分波形による騒音の評価 北 村 音 一 君 (阪大産研)
 (6) ディーゼルエンジン騒音の音響出力測定 伊 藤 毅君 (早大理工学部)
 (7) エクスポネンシャルホーンの考察 吉川昭吉郎君・村上正久君 (通 研)
 (8) モーショナルフィードバックに関する実験 石 井 伸 一 郎君 (松下電器)
 (9) 機械系により遅延回路について 富 田 義 男君 (日本ビクター)

○ トランジスタ研究専門委員会 委員長 岡 部 豊 比 古 (2月の予定)

日 時 2 月 18 日 (土) 9 時 30 分 ~ 17 時

場 所 大阪大学工学部大会議室 (大阪市都島区東野田町 9)

- 議 題 (1) ダブルベースダイオードの運動性インピーダンスについて
 吉 村 久 乗君 (通 研)
 (2) UHF 帯のトランジスタ化について
 中村正一君・森 栄三君 (松下電器)・下村 宏男・楠田善治君 (松下電子)
 (3) 無接合素子の電気特性について 泉 秀雄君・俣野影彦君 (通 研)
 (4) 高出力シリコントランジスタ 山本隆一君・土佐雅宜君 (三菱電機)
 (5) エサキダイオードの二、三の応用 尾 上 守 夫君 (東大生研)
 (6) トランジスタのばらつきとバイアス安定化回路の設計について
 川 西 武君 (姫路工大)
 (7) ゲルマニウム合金接合の異常降伏現象 徳 山 巍君 (日立中研)
 (8) エサキダイオードを用いた多段増巾器の一構成法について
 大平 隆君・大和久修三君・青井三郎君 (沖電気研究所)

※ 今月休会の委員会「電波伝播」「アンテナ」「非直線理論」「磁性材料」「マイクロ波真空管」

新規性と学術団体の指定

本年4月1日から新しい特許法が施行されましたが、新特許法に含まれる多くの改正事項のうち、学会に関係のある重要なものとして「発明の新規性」についての解釈の改正があります。

発明が新規であることは特許を受けるための要件ですが、その判断はその発明についての特許出願の時を基準とし、それ以前に発明が刊行物⁽¹⁾に記載され、またはその他の手段で公知となつた場合は新規性がないとするのが建前です。したがって研究者が自己の発明を研究成果として特許出願前に刊行物に発表した場合においても、前記の建前からいって新規性はなくなるわけです。

旧特許法は以上の建前を厳守していましたが新特許法では研究発表の重要性に鑑み、次に述べる条件で例外が認められることになりました。

すなわち、発明者（または発明者から特許を受ける権利を承継した者）が特許出願前にその発明を刊行物に発表し、または特許庁長官が指定する学術団体が開催する研究集会において文書をもって発表することにより、その発明を公知にした場合に、その公知した日から6月以内にその者が特許出願⁽²⁾をしたときは、その発明は新規なものとみなされる⁽³⁾ことになりました。

（第30条第1項）

以上の規定は、実用新案法で準用しているので、実用新案においても特許の場合と同様に扱われます。

〔註〕(1) 旧法（第四条）では刊行物は日本国内において頒布されたものに限定されていたが、新法（第29条第1項）では日本国内のみでなく外国において頒布された刊行物をも含めることになった。

(2) この特許出願には上記の規定の適用を受けようとする旨を記載した書面を同時に提出し、またその発明が前述のようにして発表された発明であることを証明する書面を出願の日から30日以内に提出しなければならない。（第30条第4項）

(3) 「新規なものとみなす」とは、その発明を公知にした日まで出願日がさかのぼるという意味ではない。したがって、このような例外規定が新たに設けられたといえ、特許出願は今後できるだけ早くすることが望ましい。

電気通信学会は、昭和35年11月10日付35特総第939号を以て特許庁長官から、改正特許法第30条第1項（実用新案法第9条第12項において準用する場合を含む）における学術団体に指定されましたので、次の如きもので発明または考案を発表した後で特許を出願されるとき、本学会は要求により必要証明書を発行します。

電気通信学会雑誌（同英文アブストラクト）、電気四学会連合大会論文集
電気通信学会全国大会論文集、電気通信技術委員会研究専門委員会資料
その他本学会の開催する講演会、講習会、シンポジウム等の研究集会において原稿、図面等の文書をもって発表されたもの

昭和36年電気四学会連合大会講演論文集予約募集

「予約申込締切 昭和36年2月17日」

昭和36年連合大会の講演論文集を下記により予約出版いたします。

今回は、「一般講演者として申し込みの研究発表1,845件」のほか、「シンポジウム9課題講演53件」をまとめ、次の通り合本はⅠ,Ⅱ,Ⅲ,Ⅳの4冊とし、分冊は「一般講演」を20分冊、「シンポジウム」だけを9分冊といたしました。

予約売も、会場売も同一値段であります。予約申込部数の外は多くの余部を作れませんから確実に入手したい方は、是非予約期間中にお申込み下さい。

昭和36年連合大会講演論文集(3月10日出判予定)

B5判オフセット印刷一般講演1件1ページ、シンポジウム、1件2～5ページ

合本Ⅰ(分冊1～7合冊、一般講演596件、S.1～3)	900円
合本Ⅱ(分冊8～12合冊、一般講演516件、S.4～7)	900円
合本Ⅲ(分冊13～16合冊、一般講演292件、S.2,8)	450円
合本Ⅳ(分冊17～20合冊、一般講演441件、S.9)	650円
合本一揃	2,900円

一般講演の分冊

分冊1 基礎理論 42件	70円	分冊11 発電(2)送電(2) (コナ、誘導、ケーブル、フリツカ、配電) 104件	160円
分冊2 放電物理 93件	140円	分冊12 鉄道、照明、電気応用 95件	140円
分冊3 計測 91件	140円	分冊13 弾性振動、音響 60件	90円
分冊4 自動制御 105件	160円	分冊14 電磁波、アンテナ 47件	80円
分冊5 電気計算機 87件	130円	分冊15 マイクロ波 100件	160円
分冊6 電気材料 152件	220円	分冊16 電子管 85件	130円
分冊7 原子力 26件	50円	分冊17 半導体・トランジスタ 120件	180円
分冊8 電気機器 (1) (同期機、非同期機、直流機、変圧器、その他) 106件	160円	分冊18 電子回路 113件	170円
分冊9 電気機器 (2) (避雷器、遮断器、継電器、磁気増幅器、整流器) 88件	130円	分冊19 テレビジョン、電子応用 56件	90円
分冊10 発送配電 (1) (発電、電力潮流、安定度、経済運用、継電器、変電所、送電線、電圧サージ、異常電圧、がいし) 123件	190円	分冊20 電気通信 152件	220円

シンポジウム予稿分冊(各60円)

分冊S.1 プラズマとマイクロ波 3件	分冊S.6 短絡容量対策 9件
分冊S.2 超高速計算機の諸問題 7件	分冊S.7 テレビジョンに関する照明について 6件
分冊S.3 絶縁材料の非破壊試験法 4件	分冊S.8 固体中の超音波の応用 6件
分冊S.4 電気機器に関する諸問題 7件	分冊S.9 カラーテレビジョン受像機 5件
分冊S.5 電気鉄道に関する諸問題 6件	

予約申込締切 昭和36年2月17日

申込先 東京都千代田区有楽町1の3 電気学会

- 申込方法 (1) 合本一揃またはⅠ,Ⅱ,Ⅲ,Ⅳの別、一般講演分冊番号別、およびシンポジウム予稿分冊S.1, S.2等の別と各部数を記載し、相当料金を添え、送付先を記入の上、お申込み下さい。
- (2) 振替による場合は、「振替口座東京3168番電気学会宛とし、通信欄に上記と同様記載すること。
- (3) 学校、官庁等現品納入後でなければ、支払ができない向は、申込書(用紙任意)に支払期日を付記して下さい。

送付方法 発行と同時に送料は連合大会委員会が負担して、指定の送付先へお送りいたします。

電気四学会連合大会委員会

昭和 36 年電気四学会連合大会御案内

期 日 昭和 36 年 4 月 7 日 (金) ~ 4 月 11 日 (火)

特別講演 4 月 7 日 (金) 午前 9 時 ~ 12 時

A 会場 大阪大学医学部講堂 (大阪市北区常安町 33, 市電——肥後橋, 市バス——田養橋下車)

1. システム工学について 大阪大学教授 熊谷三郎君
2. 現代建築の考え方と照明 東京大学教授 平山 嵩君

B 会場 大阪大学本部講堂 (大阪市北区常安町 33, 市電肥後橋, 市バス田養橋下車)

3. 通信技術の現状と将来 日本電信電話公社技師長 米沢 滋君
4. テレビジョンの国際中継について NHK技術研究所次長 野村達治君

一般講演, シンポジウムおよび部門講演

4 月 7 日 (金) 午後 1 時 30 分 ~ 5 時, 8 日 (土), 9 日 (日) 午前 9 時 ~ 午後 5 時

会 場 大阪大学工学部 (大阪市都島区東野田町 9 丁目, 市電東野田, 国電・京阪電車京橋下車)

○ 一般講演 1,845 件 (予定)

○ シンポジウム下記の 9 題目について行う

- | | |
|-----------------|----------------------|
| S-1 プラズマとマイクロ波 | S-6 短絡容量対策 |
| S-2 超高速度計算機の諸問題 | S-7 テレビジョンに関する照明について |
| S-3 絶縁材料の非破壊試験 | S-8 固体中の超音波の応用 |
| S-4 電気機器に関する諸問題 | S-9 カラーテレビジョン受像機 |
| S-5 電気鉄道に関する諸問題 | |

○ 部門講演 (稿演予稿は, 当日当該会場にて, 無料で配布いたします)

1. CP5 の概要
2. 最近の照明に関する視覚生理学的考察
3. 電子写真について
4. 南緯地域における氷冠上の電波伝播および究中線

○ 一般講演の論文集およびシンポジウム予稿は, 別掲会告の通り発行します。

懇 親 会 4 月 7 日 (金) 午後 6 時 ~ 8 時 大阪駅前阪神百貨店 7 階大食堂

会 費 500 円 定 員 300 名 (申込先着順にて締切)

見 学 会

A 班 紀州方面 4 月 10 日, 11 日 (全行程近鉄バス)

大阪駅 7 時 30 分発 — 大阪国鉄天王寺駅東側 8 時発 — 関西電力多奈川火力発電所 — 紀三井寺 (昼食) — 東亜燃料和歌山工場 — 道成寺 — 白浜温泉 19 時着 (1 泊)
白浜 9 時発 — 同所周遊 (昼食) 13 時発 — 天王寺着, 20 時 — 大阪駅 20 時 30 分散

B 班 琵琶湖 京都方面 4 月 10 日 (京阪バス)

大阪駅前発 8 時 — 松下電器高槻工場 — 寿昌山崎工場 (昼食) — 二条城 — 金閣寺 — 比叡山 — 根本中堂 — 電々公社比叡山中継所 — 四明居 — 大阪駅 18 時 30 分散

C 班 生駒 奈良方面 4 月 10 日 (近鉄バス)

大阪駅前発 8 時 — 東大阪変電所 — NHK送信所 (昼食) — 薬師寺 — 唐招提寺 — 法隆寺 — (解説付) — 中宮寺 — 大阪駅 18 時着解散

D 班 明石 小野方面 4 月 10 日 (阪神バス)

大阪駅前 8 時発 — 難子 — [神戸工業大久保工場] — (昼食) — 国府電機小野受電所 — 大阪駅
18 時 30 分散

E 班 四河方面 4 月 10 日 (阪神バス)

大阪駅前 8 時発 — 電気試験所大阪支所 — 川崎重工 (昼食) — 須磨湊川神社 — 第 4 突堤等 — 朝日ビル西宮工場 — 大阪駅 18 時 30 分散

F 班 大阪市内 4 月 10 日 (市バス)

大阪駅 9 時発 — 住友金属 — 住友電工 — (昼食) — 大阪城 — JOBK 等 市内 — 大阪駅 17 時着解散

G 班 大阪市内 4 月 10 日 (市バス)

大阪駅 9 時発 — 大阪ガス北港工場 — 関電大阪火力 (昼食) — 大阪第三市外電話局 — 朝日新聞社等 市内 — 大阪駅 17 時着解散

H 班 大阪市内 4 月 10 日 (市バス)

大阪駅 9 時発 — ダイハツ池田工場 (昼食) — 近畿車輛 — 三洋電機住道工場等 市内 — 大阪駅 17 時着解散

定員および概算費用

班	A	B	C	D	E	F	G	H
定員 (名)	200	60	60	60	60	60	60	60
費用 (円)	3,200	800	700	700	500	300	300	300

- 1) 定員の都合上、ご希望の班に希望順位をつけ所属学会および所属先を明記の上ハガキでお申し込み下さい。決定次第詳細案内書および費用請求書をお送り致します。(申込先着順に締切)
- 2) B・F・H 班につきましては、同業関係者は御遠慮下さい。
- 3) 申込者の少ない班は中止することがあります。

懇親会・見学会の申込み

申込先 大阪市都島区東野田町9丁目 大阪大学工学部内
 昭和36年電気四学会連合大会実行委員会 (電話 35-6351 内線 231, 316)

申込期限 2月17日

- 希望者は上記宛お申込み下さい。
- 申込受付後費用の請求を致しますからその後にお払い込み下さい。
- なお、定員未満の場合以外は当日の受付を致しません。

大会参加費 会員 100円、会員外 200円、学生(准員を含む) 50円

- 講演者以外の一般参加者は大会当日参加費を大会受付に払込み、参加章、大会次第書等を受取して下さい。
- 懇親会または見学会だけの参加でもすべて大会参加費の払込みを要します。

宿 舎 実行委員会での宿舎あっせんは致しませんが、下表の公共施設には大会出席者よりの宿泊申込に対しては、公務員でなくても特に便宜をはかってくれるようにあらかじめ依頼してあります。これらに宿泊を希望される方は下記様式でそれぞれの施設あてに1月末日までに直接申込んで下さい。宿泊料金は大体1泊2食付で350～550円見当ですが、宿泊申込に対して当該施設から予約受付の返事が参りましたら、折返し予約金(100円)を納めて契約を完了して下さい。

	施設名	所 在	電 話	定員	施設から会場への	
					利用交通機関	所要時間(約)
国立関係	谷町荘	大阪市東区粉川町3	大阪(94)506	100	市電	30分
	御養荘	奈良市高畑町裏大通1224	奈良 5582	35	近鉄、国電	1時間
	くに荘	京都市上京区河原町荒神口上ル東桜町	京都(23)2440	60	市電、国電または京阪	1時間20分
	芦屋会館	芦屋市山手町67	芦屋(2)2390	35	阪急、国電	1時間
公立関係	浪速荘	大阪市天王寺区石ケ辻町110	大阪(77)2777	130	市電	30分
	六甲荘	神戸市生田区北野町1	神戸(2)6488	36	市電、国電	1時間20分
	春日野荘	奈良市片原町1083	奈良 6021	110	近鉄、国電	1時間
	花のいえ	京都市右京区嵯峨天竜寺角倉町9	京都(86)1545	50	阪急、国電	1時間30分

昭和36年度電気四学会連合大会宿泊申込書(様式)

施設名	宿泊日	4月6日	4月7日	4月8日	4月9日	4月10日
	食 事	朝 夕	朝 夕	朝 夕	朝 夕	朝 夕

(上表の該当項を○印で囲んで下さい)

氏 名	住所(または連絡先)	
年令	性別	勤務先

(申込みは各宿舎宛に送付すること)

追って、大会の際会合御計画の向きは予め実行委員会へ御連絡下さい、できるだけ会場のお世話を致します。

電気四学会連合大会実行委員会

O・R 講習会(東京支部) 案内

通信工学のための Operatians Research の講習会を下記により開催致します。
奮って御参加下さい。

日 時 2月13日(月), 14日(火), 15日(水), 16日(木), 17日(金), 18日(土)
6日間, 毎日 午後1時～5時

会 場 13日～17日, 日本電機工業会(千代田区永田町) 18日(未定)

科目および講師

月 日	科 目	時間	講 師
2. 13	1. O・R 概論	2	茅 野 健 君(松下通信機)
	2. O・R 的問題の追跡法および予測	2	唐 津 一 君(電々公社)
2. 14	同 上	1	同 上
	3. 統計的決定論(含ゲームの理論)	3	田 口 玄 一 君(通 研)
2. 15	4. L・P	3	水 野 幸 男 君(日 電)
	5. 待合せ, 情報理論	1	国 沢 清 典 君(東 工 大)
2. 16	同 上	2	同 上
	6. 在庫の問題	2	島 田 正 三 君(日立中研)
2. 17	7. D・P	2	篠 尾 毅 君(電 試)
	8. 実 例 (I)	2	大 前 義 次 君(東 電 通)
2. 18	9. System 工学	2	秀 島 正 三 君(高 土 通)
	10. 実例 (II)	2	原 野 秀 永 君(東 芝)

聴講料 会員(准員を含む) 1,200 円, 会員外 2,000 円 学生員 800 円

会員外学生 1,200 円

維持員からの参加者が会員でない場合は, 維持員会費一口につき 1 名の割合で会員の扱いとします。

予 稿 「通信工学のためのオペレーションズ・リサーチ」

活版印刷 A・5 判上製 約 300 頁, 予定価格 550 円 (会員に限り 500 円)

聴講者以外の予稿希望者には上記価格でお願ひ致します。

申込方法 用紙適宜, 住所(連絡先), 氏名, 勤務先, 会員種別および聴講希望又は予稿だけ希望の旨を記載し代金を添えて下記宛申込むこと。

申込締切 昭和 36 年 1 月 末 日

定 員 200 名(定員に達したときは〆切期日前でも〆切ります) 聴講者には聴講券および予稿引換券をお送り致します。予稿だけの希望者には講習会終了後予稿をお送り致します。

申 込 先 東京都千代田区富士見町 2 の 8 電 気 通 信 学 会 東 京 支 部

(振替口座東京 35300 番 電気通信学会)

電気学会・電気通信学会(東京支部)

ボロメータ（パレット） （サーミスタ）



1Z01



1Z02



1Z15



1Z16

これらのパレットは時定数の極めて小さく、非常に細く短い白金線をマウントしてありますので、高感度でありまた正確な二乗特性をもっております。

鉱石検波器に代って高精度のマイクロ波機器の相対電力、VSWRの測定、電力モニタ減衰量および挿入損失などの測定に使用されます。

変調されたマイクロ波の検波およびモニタには、SPC製定在波増幅器（3E01）と共に用い、またCWマイクロ波の電力測定にはSPC製ユニバーサルブリッジ（1P02）と組合せて使用されます。

形 名	周 波 数 (Gc)	交換可能 鉱石	バイアス電流 (mA)	動作抵抗 (Ω)	最大入力電力 (mW)	温度係数
1Z01	0~12.4	1N23	4~5	200	1	+
1Z02	12.4~26.5	1N26	4~5	200	1	+
1Z15	18.0~40.0	—	4~5	200	1	+
1Z16	50.0~75.0	—	4~5	200	1	+



1Z12



1Z14

これらのパレットおよびサーミスタはSPC製広帯域マウントに挿入して、SPC製ユニバーサルブリッジ（1P02）またはボロメータブリッジ（1P03）と組合せ、VSWR 1.5以下にて正確なマイクロ波電力の測定に使用されます。

形 名	周 波 数 (Gc)	使用マウント	最大入力電力 (mW)	動作抵抗 (Ω)	バイアス電流 (mA)	温度係数	備 考
1Z12	0.5~10.0	1B90-P(J)	1	200	4~5	+	鉱石1N23形
1Z13	0.5~10.0	1T90-P(J)	100	200±20	35	+	
1Z14	0.5~10.0	1T90-P(J)	10	200±20	12	-	
1Z05	2.6~8.2	1T10, 1T15 1T20, 1T25 1T30	10	200±20	12	-	
1Z06	9.2~12.4	1T35	10	200±20	12	-	
1Z18	0.1~1.0	1B91	1	200	4~5	+	
1Z19	0.1~1.0	1T91	100	200±20	35	+	
1Z20	0.1~1.0	1T91	10	200±20	12	-	



島田理化工業株式会社

本社：本社工場 東京都調布市葉崎町415番地 電話 調布 (0229) 4101-6
大阪販売部 大阪市北区伊勢町1番地 電話 大阪 (36) 6 8 0 7

電 気 通 信 学 会 雑 誌 第 439 号

第 43 卷 (昭和 35 年 12 月) 第 12 号

目 次

講 演

欧州における最近の電気通信事情について.....正 員 米 沢 滋 1375 (1)

論 文・資 料

含水率測定用板状共面電極について.....正 員 相 川 孝 作 1383 (9)

時分割多重符号伝送における同期方式.....{ 正 員 仲 丸 由 正 1388 (14)

エサキダイオードの電氣的特性.....正 員 金 子 尚 志 1396 (22)

見通外通信 低周波合成回路の不均衡ひずみ.....正 員 古 川 吉 孝 1396 (22)

線形計画法による多数決素子の構造決定.....正 員 宮 城 正 久 1402 (28)

.....正 員 室 賀 三 郎 1408 (34)

電話回線による 2 進データ伝送.....正 員 高 戸 敏 1416 (42)

.....正 員 南 敏 1416 (42)

ETL Mark 4 A の磁心記憶装置.....正 員 矢 板 徹 1422 (48)

.....正 員 夏 目 英 松 雄 1422 (48)

トンネル・ダイオードを用いたダウン・コンバータについて.....正 員 家 入 勝 吾 1430 (56)

空中線共用増幅器の相互変調とその軽減対策.....正 員 佐 藤 敏 雄 1437 (63)

減衰のある自由度振動系のチケッタについて.....{ 正 員 高 村 真 夫 1440 (66)

.....正 員 高 合 野 豊 二 1440 (66)

出力を希望する比率に分割する Hybrid Ring.....正 員 伊 藤 健 一 1446 (72)

高安定周波数空胴共振器の安定度に及ぼす諸影響.....正 員 田 幸 信 子 1451 (77)

海外論文紹介 [海外論文抄訳 46 編].....1459 (85)

技 術 展 望 医用電子装置の展望.....{ 正 員 高 木 未 夫 1481 (107)

.....正 員 葛 西 晴 雄 1481 (107)

ニ ュ ー ス.....1491 (117)

標準電波の偏差表.....郵政省電波研究所 1493 (119)

本 会 記 事.....1494 (120)

採録決定論文名 (12 月編集会分).....1490 (116)

維持員一覧表.....1499 (125)

昭和 35 年度総目次.....(巻末)

会 告

電気通信技術委員会研究専門委員会開催通知.....(前付)

特許出願前に学会等で発表した発明の新規性と学術団体の指定.....(")

昭和 36 年電気四学会連合大会講演論文集予約募集.....(")

同 上 大会案内 (懇親会, 見学, 宿舎等).....(")

O・R 講習会 (東京支部) 案内.....(")

表紙写真説明



制御電極付のシリコン整流素子は従来の格子付放電管（サイラトロン、格子付水銀整流器）と類似の動作をするとともに、半導体整流器のもつ秀れた性能と、長寿命により、その発達利用は整流器界の注目の的になっている。写真は新電元工業の試作開発したシリコン制御整流素子 SC3A 型とその静特性である。内部構造は P 形シリコンおよび N 形シ

シリコンおよびN形シ

滋	昇雄男	成浩治	古敷夫義実深一	元積郎弘雅也男
沢	木熊本田	川村	豊谷	藤津島西武口堀都宮
米	高三松内	新野	岡染妻柳林柿	伊河副小末関新宇
会長	副会長	理事	監事	庶務幹事
會計幹事	編集幹事	調査幹事		

1	新	変	紙	業
2	芝	電	元	器
3	岩	電	気	機
4	茅	崎	通	気
			電	

1	二	菱	電	機
2	新	日	電	氣
3	日	本	電	業
4	住	友	電	工
5	昭	和	電	業
6	日	立	電	業
7	古	河	電	業
8	タ	ケ	理	業
9	タ	ケ	理	業
10	関		商	事
11	関		商	事
12	伯			東
13	伯			東
14	エ	一	ス	商
15	松	下	電	器
16	ゲ	ツ	ラ	商
17	緑	屋	電	業
18	ソ		ニ	業
19	安	藤	電	測
20	目	黒	波	測
21	大	井	電	測

22	八	歐	電	機	機
23	興	和	電	研	所
24	明		機	究	舍
25	東	洋	電	信	機
26	東	亞	電	工	機
27	日	本	通	波	波
28	日	本	電	信	機
29	中	央	電	工	子
30	東	京	電	波	業
31	木	村	高	波	究
32	日	本	電	波	工
33	日	本	電	測	所
34	川	口	本	機	作
35	三	和	電	製	所
36	東	京	電	氣	機
37	日	本	マイ	クロ	モ
38	オ	リ	ジ	ン	電
39	日	本	美	源	機
40	濟	東	理	工	舍
41	東	興	電	製	所
42	大	江	東	電	所
43	江	朝	日	通	商
44	三	池	柴	通	器
45	三	日	上	通	機
46	池	見	本	高	機
	高	沢	電	機	波
				機	所

47	スミ	タン	レミ	電機	気機
"	山	水	電	電機	気機
48	銘	光	工	電機	電機
"	東	光	精	電機	電機
49	日	本	ネ	電機	電機
"	港	通	信	電機	電機
50	東	海	電	電機	電機
"	大	央	信	電機	電機
51	信	和	通	信	電機
"	理	村	製	作	電機
52	ボ	研	電	具	電機
"	菊	磚	水	電	電機
53	大	倉	開	電	電機
"	日	本	製	器	電機
54	高	砂	電	工	電機
"	小	峰	電	子	電機
55	光	機	電	書	電機
"	横	河	電	機	電機
56					電機

目次裏

1 島田理化学工業
4 エレクトロニクス
ダイジェスト
東京電気化学工業

1	安	後	付	氣
2	東	立	電	業
3	松	邦	研	業
4	大	下	器	線
5	松	日	電	業
6	日	通	信	線
7	東	本	電	業
8	立	海	熱	機
9	東	石	電	器
10	帝	京	電	波
11	電	国	電	業
12	石	氣	與	子
13	三	塚	電	業
14	小	池	理	所
15	波	野	器	所
16	口	測	毛	一
17	日	木	電	計
18	電	化	膜	業
19	渡	辺	機	名
20	中	里	合	業
21	日	空	工	所
22	綠	測	研	西
23	山	電	氣	所
24	加	藤	製	所
25	真	下	氣	業
26	沖	電	工	所

エレクトロニクス ダイジェスト

有能な技術者の
現場参考誌

予約購読制
(Y. 450)

連載・好評のトレーニング・コースその他

第25集 サーボメカニズムの回路設計

- 自動制御とサーボについての偶感……………(東京工業大学) 森 田 清
I. サーボ機構……………(東京工業大学) 高 井 宏 幸
II. システム設計の諸問題……………(電 気 大 学) 藤 巻 忠 雄
III. 電子制御回路……………(日 本 電 気) 福 泉 圭一・佐藤
茂 信・首藤年秀
IV. サーボ増幅器出力段の設計……………(日立中央研究所) 沼倉利郎・猪瀬
文 之
V. 直交変換器および前置増幅器……………(日立中央研究所) “ “
VI. サーボ増幅器用大電力増幅器……………(東京芝浦電気) 尾 山 純 一

《トレーニング・コース》

- 電子管式自動平衡計器の設計
……………(山武ハネウエル) 立 岩 幸 治
高周波雑音指数測定器
……………(NHK技術研究所) 稲 見・田子島・中野
細心同軸ケーブル……………(藤倉電線) 名 古 昭
強磁性共振器の理論と応用
……………(都立大学工学部) 小 笠 原 直 幸
カラー TV 用受像器の問題点
……………(三菱電機) 鷺 尾 信 雄

《連 載》

- レーダ講座……………(防衛庁陸幕) 松 原 茂
《目で見る現場》
最近のカラーテレビ装置
……………(日本テレビ放送) 川 田 一 明
《技術評論》
電子計算機の動向……………(日立製作所) 高 田 昇 平
その他、エディトリアル、電子機器回路集、バイヤース・
ガイド

(株)エレクトロニクスダイジェスト・
技 術 情 報 出 版 社

(振替) 東京8184 千代田区富士見町2の8雄山閣ビル
(振替) 東京46473 電話 301-3231 代 331-5624 332-5601

■ 電子計算機に ■ 論理演算回路に ■ 新発売 TDK パルストランス



■ 特長 ■ 小型、軽量でプラグイン式に最適 ■ -20度から+80度までまったく変化のない高い安定性 ■ 電氣的諸特性が均一である ■ 外事変化に左右されない

■ トランジスタ用、真空管用、特殊回路など各種準備いたしております

TDK

東京電気化学工業株式会社

■ 呈・カタログ企画課へ

東京都千代田区神田松住町2番地

講 演

UDC 621.39(4)

欧州における最近の電気通信事情について*

正 員 米 沢 滋

(日本電信電話公社)

ただ今ご紹介をいただきました米沢でございます。9月初めから約1か月間イギリスを初めとして、オランダ、フランス、ドイツを回ってまいりました。イギリスでは URSI の第 13 回総会に日本の学会会議の代表団の一人として参加いたしました。この詳細につきましては別にお話があると思いますので、自分が見てまいりました大綱について申し上げたいと思います。またイギリスを初め4か国の電気通信関係の首脳者と話し合ったこと、あるいは私が色々見てまいりましたことを述べたいと存じます。

1. URSI 総会

URSI で見た二、三のことを申し上げますと、私は戦前標準電波の建設をやったことがあります。第一委員会が周波数標準の話が出て周波数標準を相互に比較してはどうだという議論がありました。精度は 10^{-11} のオーダーであります。最近ではアトミックの周波数標準等色々研究をしているようであります。URSI に臨んで特に注目をひいたのは、いわゆる宇宙空間における科学の問題であります。3年先には人工衛星を使った長距離通信をやるために研立が進められております。人工衛星を打上げることによって、従来電離層の測定を行なう場合に電波の反射に頼って調べていたものを、もっと広い科学的方法とか直接的な方法で調べることが可能となったため、この方面の研究が急速に進歩しました。長距離通信に人工衛星を使うものとしてはパッシブなものとかアクティブのもの両方ありますが、これによって世界通信網を形成するという実際上の問題が比較的興味をひいたのであります。

その他私の聞いておりまして基礎科学と応用科学と

を今後日本ではどう進めたらよいのか考えさせられました。実は私は1年半ほど通信研究所長をやっておったときにもこの問題について考えてみたのでありますが、会議の議論を聞いておりまして基礎研究のウェイトをどのへんにおけばよいのかということを考えさせられたのであります。

また特に非常に微弱な電界で雑音を少なく増幅するパラメトリック増幅器が議論されたのでありますが、実はこの増幅器のオリジナリティは通研にあったことを思い浮べまして、この点通研は大体トップレベルにあったわけであります。

なお第 14 回の開催地は東京に決まりました。いずれ組織委員会等が開かれて、3年先の準備にあたることとなっております。電波科学研究連絡委員長の古賀逸策博士からもお話がありまして、日本で総会を開く場合にどのように計画すればよいかを検討するために重要な委員会を、なるべく広く回って見たわけでありす。

つぎに URSI で見学いたしましたところの説明を簡単にいたしたいと存じます。見学した場所は Post Office Research Station, Research Department of B.B.C., Cambridge Radio Astronomy Observatory の3か所であります。Post Office Research Station ではマイクロ波の反射に関する実験、国際無線電信、周波数標準、ミリ波等の研究施設を見ましたが、ミリ波などは通研の方が進んでいると思ったのですが、同行の方々も大体同じ意見でありました。なお水晶の光軸に対して丸いリングを切りとる Essen という人がやった Essen Ring の話がありました。B.B.C では陳列室を案内されましたが、空中線のふく射指向性を決める方法で計算機を使ってやるもの、テレビジョンの帯域圧縮の実験、二色法によるカラーの実験、最後にステレオフォニのデモンストレーション等を見学しました。ケンブリッジでは電波望遠鏡を見ました。一つは 178 メガサイクルの Radio Star Inter-

* The Recent Situation of the Electrical Communication in Europe. By SHIGERU YONEZAWA, Member (Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokyo). [論文番号 3266]
昭和 35 年 10 月 11 日 共済会館における講演会の講演要旨。(電電公社、電気通信協会および本会共催)

ferometer, もう一つは38メガサイクルの電波望遠鏡であります。178メガサイクルの方は約800フィート×500フィートの大きさのもので、38メガサイクルの方は3300フィート×40フィートの大きさで、アンテナが一列に長く並んだものであります。ロンドンからケンブリッジまではちょうど東京小田原位の距離であります。ここにこういった大きな電波望遠鏡を置きまして、光での観測の他に電波で色々の天体観測をやっておるわけであります。

2. イギリス

イギリスのGPOでは総務長官のRonald German卿と技師長の代理のCalveley氏に会いまして、全国の自動即時電話におけるゾーンシステムについて意見を交換いたしました。このとき説明に使われた資料は、1959年7月のIEEと、同氏の前に総務長官で今年の5月に隠退しておられるRadley卿が「英国の通信とその将来」という題目でPost Office Telecommunication Journalの1957年8月に出されたものや、特にSTD (Subscriber's Trunk Dialing) についてBaronという人が書いたもの等であります。イギリスのSTDにつきましては1965年に60%、1970年に100%という計画で実施する予定だと言っておりました。

イギリスはわれわれが回って見ましても非常に古い機械設備を使っているのですが、電子交換についてどう考えているか話合ってみたところGerman氏は「自分にはよくわからない。しかし自分としては5年以内に電子交換をとり入れたい。これは本当に自分の個人的な意見だ」ということを言っておりました。またCalveley氏も時期や方式については誰にもわからないのだという意見でした。夜で観てみますと、いわゆるスペース・デビジョンの方式については、イギリスのGPO中心になってメーカと共同でいろいろと試作をやっております。タイム・デビジョンの主として全電子化のものは、先の問題として研究中でSTLで基礎研究を始めております。GPOではむしろスペース・デビジョンの方に重点において進めております。そこで一体いつこれを採用するかということとは、今はまだ研究の段階で誰にも予測できないという見解になるわけであります。なお日本では電子交換の研究でそのコントロール回路にはパラメトロンを使っていること説明したところ、パラメトロンは日本で

発明されたのだから、そのような考えは当然ということを書いておりました。

参考までにイギリスの電話についてお話ししますと、イギリスには約800万の電話がありまして、その1/3がロンドン付近に集まっています。日本には約500万の電話があるのですが、それに比べてロンドンに対する集中度が日本の東京に対するよりも非常に高いのであります。それから増加率は約5%で日本は10%以上となっております。又ロンドン付近の地盤は日本とちがって地震がなく、地質的にも非常に安定しているのですが、地下管路としては鉄管を使わないでBaked Clay いわゆる陶管を使っております。なお市内加入者当りの建設費は110磅約11万円と言っておりましたが、これはいろいろの条件を聞いてみないと、わが国の場合との比較は困難であります。それからロンドンとその他の地域をつなぐ市外線の束はどこが一番太いか聞きましたところ、ロンドンとバーミンガムの間が一番太く340チャネル(直通線)であると言っておりました。最近のわれわれの市外関係の設計を考えて見ますと、束の太さが非常に違っていることがわかります。

つぎにメーカとしてはどういうものがあるかを聞いたのであります。私はSTCを訪ねる予定がありまして、STCが一番大きいのかと聞きましたところ、それに対しメーカは5社あってそのうち3社が関係が深くその3社の内の1つにSTCが入っているという話でありました。完全に標準化されているのでどの会社に頼んでも同じであるという説明でありました。

以上のような会見のあと、Faraday Buildingに参りました。建物は東京でいいますと昔の丸の内電話局を想像していただければよいでしょう。その横にもう一つ新しい電話局ができておりました。この古い建物の中にはストロージャの機械がずっと並んでおりましたが、非常に汚れているので、私は実はびっくりしたのであります。ちょうど終戦前後の日本の電話局のように余り奇麗ではない。それからまた保守する人も、これは特殊の例ではあるが、レーンコートに破れたようなのを着た1人が一生懸命にテストをしておりました。端的にいってこれは官営でありますから、古くなくても施設を替えないで寿命はいくらでもあるのだという考えであります。とにかく保守は日本の方がはるかによい状態と思われました。

つぎに新局の方に参りましたが、ここは設備が新しいので割合に奇麗になっておりました。特に説明を受

けたのは、いわゆるコンチネンタルコール—欧州大陸との長距離通話—とプロビンシャルコール—各州との市外通話—に対するトールトランクのことです。

この各トランクには真空管が使われており、詳細はわかりませんが 240 V をかけて増幅と整流を兼ねていると思われます。またイギリスではクロスパーは使っていないのですが、機械式なハイスピードスイッチを使っておりました。これはごく最近のことと思います。いずれにしても自分のところで開発した独自の技術を使っていくという考えがよくうかがえます。しかし同時に古い機械を極力使っている状況でありまして、たとえば私の泊っていたホテルなどでは、日本の 3 号形に似た電話機を使っておりました。この電話機で東京の技師長室庄司次長と通話したのですが、大体細かいことはわからずよく話が通じません。これは短波通信の伝はんの影響だけでなく、電話機の感度も悪いのではないかと思ったのであります。しかし新しいものがないかというところではなく、ロンドン大学の URSI の受付等にはプラスチックの傾斜した、米国の 500 形のような新形電話機も完備しております。

つぎに STC へ参りましたときのことをご説明いたします。ここでは私が昔 VHF をやったということであるのか、あるいは URSI に出たことから特に無線がわかるということであったせいか、特に無線方面を見せてくれたのであります。私は方々へ参りまして製造額がいくらと聞きましても日本と貨幣価値が違い比較が困難な関係から、いつも従業員の数を聞くことにしていましたが、STC では約 23,000 人の人がいるということです。私が案内されたのは North Woolrich というところで、ここには約 4000 人の人がいます。

ここではまずマイクロウェーブの話が出たのであります。すでに 18 か国に輸出をしており、その中には日本の大阪福岡間に建設されたものも含んでおります。結局イギリスの国内では販路がほとんどないので、外国への輸出が業務の中心になるということでもあります。今もスウェーデンやマラヤにマイクロウェーブ通信網を建設中ということでありました。それから海底同軸ケーブルの製造工場ではこれは整備中でありました。中にはまだ機械は何も入っていないのですが、温調とかダストプルーフをして製造の準備をしておりました。さらに別の日に New Southgate にある工場を見ましたが、ここでは航空無線関係のものを主として案内されました。たとえば 360 チャンネルの周波数

切換を水晶を余り多く使わないでやるもの、SSB 装置、その他航空機の無線航法に關係のある装置等であります。ここにもやはり約 4000 人の人が働いているという話でありました。

そのつぎは STC の外郭になっております STL に参りました。所長は King 氏で Nickels 氏が副所長格であります。この研究所は昨 1959 年ここに移った新しいもので、ITT のもつ 3 つの大きな研究所の一つということでもあります。働いている人は約 500~600 人位であります。基礎研究を主体にしており、いわゆる半導体関係、ミリ波、電子交換等で、電子交換は PCM とかタイムデビジョンといった全電子関係をやるのだということですが、まだ余り進んではいなかったようであります。それからトランジスタを使った電子計算機とか Van de Graaf particle accelerator がおいてあり、新しい材料を発見するのに用意してあるのだということです。最近電電公社でも通研の分室を東海村に建設中ですが、やはり狙いは同じだと思ったのであります。それから部屋を回っているときに人工衛星の模型のあるのが見られました。この模型はアクティブな人工衛星で赤道上約 35,000 km のところにおけばよいという話であります。先ほど URSI のところでも述べましたように、大陸間の通信を人工衛星でやろうということを真面目に考えていることがわかったのであります。

3. オ ラ ン ダ

オランダではフィリップスの工場に参りましたが、フィリップスはもともと電球からだんだん発展して今日の大をなしたのでありまして、オランダ全土に沢山の工場をもち従業員は全部で 70,000 人おり、Eindhoven には 40,000 人いるというのであります。ベルギー、オランダ、ルクセンブルグというところは関税その他でもほとんど一国のようになっておりますが、毎日ベルギーから国境を越えて 4,500 人の人が通っているそうです。それから毎日 600 人の見学者がくるそうで、23 か国にわたる そうです。私が行っているときにも大きなバスが見学者をのせて来ておりました。私はフィリップスではマスプロダクションの視察を中心にして、またフィリップスの技術者と話合う考えで参りました。技術者との話合は大して内容のあるものにならず、SSB や航空無線関係のものについて話を聞いたのですが、私からは 12 Mc 同軸方式を

話しました。この 12 Mc 同軸については真空管に非常に興味があるので、資料を送ってくれと逆に頼まれたのであります。しかし研究には非常に力を入れておることがわかりました。ついで工場の中を見て回ったのでありますが、私が日本のテレビ工場で過去に見たものより 10 倍ぐらい大きいスケールをもっているのではないかと思います。今後テレビジョンの販路はインドあるいはアフリカ等の生活水準の低いところが向上してくればいくらでも販売できるという見通しでやっております。しかし結局人を集めることが困難なので、今後工場をどうしても各所に分けなければならないということでもあります。Eindhoven としては本社の仕事の他に、特に研究開発部門に重点をおいてゆきたいということをいっておりました。あとで生産量を調べてみましたところ、年間約 11 億ドル、日本の金額にして約 4000 億円という巨額に上っております。他の会社の例をひきますと、ウェスタンの 27 億ドル、RCA の 13.8 億ドル、IBM の 13 億ドル、ジューメンスの 8 億 6600 万ドルですから、ジューメンスよりも大きいのであります。

4. フ ラ ン ス

つぎにフランスの話をいたしますと、フランスでは郵政省 (PTT) と中央研究所 (CNET) とメーカの CIT および基礎研究をやっている CGE の 4 か所に参りました。PTT では電気通信長官の Croze 氏には会いましたが時間の都合で十分話すことができず、交換と伝送担当の 2 人の次長に会ったのであります。まずフランスが前から採用している 6 kc の搬送方式がその後どうなっているかを聞ききましたところ、短距離市外線に使っており 1961 年には約 1000 回線になり、短距離回線全体の 1/4 に該当するといっておりました。大きい市外線束については、パリー・リヨン間が 300 回線、パリー・ロンドン間には 180 回線ということでありました。

つぎは CNET という研究所についてお話いたします。これは通信の中央国立研究所で、所長の Marzin 氏や、日本にも来たことのある Sueur 氏に会いました。特に全部見せて呉れたのですが、私は通研にあります基礎研究の設備と比較しながらごく短時間ではありますが、各部屋を見てまわりました。その印象ではなんといっても最近の通研の方がいろいろな設備を十分持っているようでありました。興味のある問題として

は、海底ケーブルの中継器は使うためにトランジスタの表面劣化の研究をやっておりました。従来真空管を使っている海底ケーブル中継器をトランジスタで置きかえるためであります。それからご承知のように海底ケーブルで話を交互にやるのをうまく使って、通信を増やす方法として TASI というものがありますが、この TASI の新しいものを図面について説明を受けました。すべてプリント配線で TASI の新しい装置を作っておりました。電子計算機はトランジスタを使ったものを動かしておりました。また電子交換についてはまとまったものがあるわけではないのですが、ディスチャージチューブを使ったもの、トランジスタを使ったもの、またスペースデビジョンやタイムデビジョン等について英国と同じように研究をすすめておりました。マイクロウェーブ方式の計画といたしましては、フランスからスペイン、モロッコと飛んで、南アフリカのアルゼリヤからサハラ沙漠を横断するような計画 (アフリカだけで 2000 km) をもっておりました。このためのいろいろな技術の実用化をすすめておりました。

つぎに CIT では Devré 氏 (社長) に会い研究開発関係を全部見せてもらったのでありますが、航空無線、見通外方式、海底同軸等がその主なものであります。海底同軸方式としてはこれまでに中継器が 70 個のものと 30 個のものを作ったということでありましたが、最初のうちは海底同軸ケーブルを 2 本使って、エコライザ、フィルタ、増幅器、フィルタという構成になっておりますが、これを最近ケーブル一本にしたのだということでありました。わが国では海底同軸関係については方式としてほとんど研究をしていないのでありますが、フランスは自分の国の必要性から真面目に実用化をすすめておりました。

CGE に最後に参りまして、所長代理の Louvin 氏に会いました。ここは基礎研究を主体にしており、たとえばディフュージョンタイプのトランジスタをシリコンとゲルマニウムの 2 種類について研究しておりました。また建設中でありまして現在のところ約 200 人の人が働いているということでありましたが、5 年後には約 600 人にする予定といっておりました。

5. ド イ ツ

つぎにドイツのお話をいたします。端的にいいましてヨーロッパを回ってみて、ドイツの技術がやはり一

番進んでおったのであります。ドイツでは最初にミュンヘンのジーメンス、つぎに FTZ に行きそれからフランクフルトの市外局を見て、最後にベルリンのジーメンスに行きました。順序として最初に FTZ の話をいたしますと、ここでは所長に会わず Schmidt および Müller 両氏に色々案内をしてもらったのであります。まずトランジスタの研究では、トランジスタにサラトロン特性を与える研究やゲルマニウムとシリコンのコンパウンドの問題などをやっておりました。また進行波管の静的集束で 3 W 程度の出力を得られるものがありました。カラーテレビジョンについては、ドイツの郵政庁がスペシフィケーションを決めるために色々な条件について研究をやっており、カラーの組合わせとか微分利得や微分位相を変化させたときの色の变化の模様などを暗室で見せてくれました。

つぎに現場の局としてはフランクフルトにある中央局である市外電話局に参りました。ここはドイツの市外関係特に大陸通話の中心であるハンブルグ、ミュンヘンと並んだ主要局であります。従業員の数を聞きましたところ約 5000 人いるとのことで一寸意外に思ったのですが、郵便関係も含めた全部の数でテクニシャンが約 2000 人、電話のオペレータ（女子）が 800 人ということでありました。テレックスはドイツで約 30,000、フランクフルトには約 3000 ありますが、図 1 に示すように 1950 年頃に比べると約 51 倍の拡張

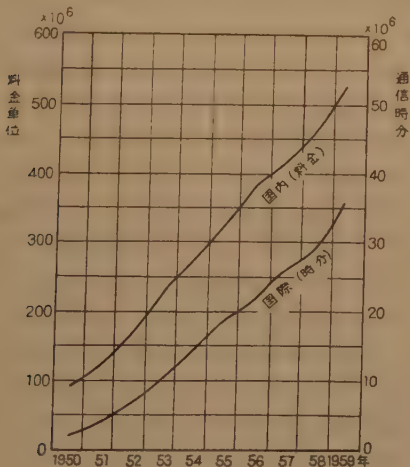


図1 テレックス業務の発展（ドイツ郵政庁）
（1950年から1959年まで）

を示しております。日本全体がちょうど 3000 でありますから、約 10 倍程度の規模でやっていることになります。テレックスの交換局は相当余裕のあるスパー

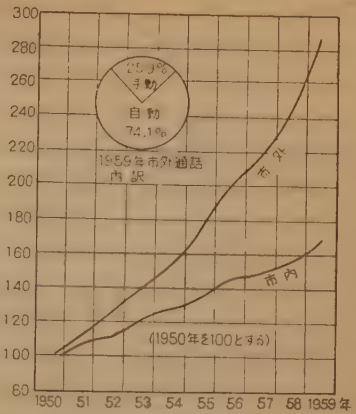


図2 市内・市外通話増加状況（ドイツ郵政庁資料）

スをとったところで、広い床面積に装置が並んでおります。実際タイプライタのキをたゞいているのは、日本とちがって女子ばかりでありまして、約 450 人位の数で交替制でやっておりました。またドイツ国内の電話サービスの発展状況をドイツ郵政庁資料で示しますと図2のとおりであります。つぎにマイクロウェーブ中継所へ行きましたが、これは公社の宮村町の端局の方がはるかに大きく 4000 Mc の装置で TV 2 ルートしか並んでおりませんでした。TV 回線の色々な操作をしておりましたが、その忙しさは宮村町の場合とは比較にならないほど余裕のあるものでした。

一番最後はジーメンスでの見聞であります。まず電信関係の部門を見たのであります。ここでは Dr. Reche 氏がディレクタであります。電信交換機には 47 年形の古いものとモータ・ベラ形の新しいのがありました。ドイツ全体でテレックスが約 30,000 あるということはいま述べたとおりです。模写電信では 1 m/m に 5 本の模写で絵を書いているのですが、割合明りょうにでているように感じました。この部門での研究開発分野としては符号伝送に関するものがあり、400 ボーとか、さらに高速度で 2000 ボー等という場合に使う無誤字伝送の問題を研究しておりました。また入出力装置についても高速度のものを研究しており、特に機械的の製品がすぐれているせいか、高速度入出力装置も機械式のものの研究をすすめておりました。

つぎは研究部門を回ったのですが、これは基礎研究で、ディレクタの Dr. Siebentz 氏が色々と案内してくれたのであります。トランジスタはゲルマニウムとシリコンとでありまして、アロイ形については層の厚さが最小約 10 ミクロンという数字であります。これ

は工業化してはおりません。したがって相当高周波まで使用できるのでありますが、これも通研等で経験したようにマスプロにのらないという点が問題なであります。どこへ行っても皆ディフュージョンをやっております。さらにメサ形の問題については小さな盤の中にたくさん孔が開けてありまして、その孔を機械的に開け、ちょっとずらすと孔がかくれるようになっております。いわゆるエッチングをやらないで機械的に孔を開ける方法をとっている点は、ベルの方法と非常に違っているのであります。それから全体を見まして女子が非常に大勢仕事をしておりまして、ちょうど日本のトランジスタ工場へ行ったのと同じような感じを受けたのであります。

そのつぎの日は交換部門を訪ねましてディレクタの Dr. Hettwig 氏、Dr. Etzel 氏および Dr. Hötzer 氏等に会いました。STD に対しましては全国 6000 か所が端局として働いているということでもあります。また EMD については、EMD は非常に簡単なのでこれまで進めて来たけれど、つぎの段階では電子交換に移る考えであるというのであります。しかし、いつこれを取り入れるかということは誰にもわからないという意見でありまして、これはイギリスにおける意見と同じであります。私は以前からよくそうだったのでありますが、日本のデータでも電子交換をいつ採用するかは、色々の主観はあってもこれを決められるデータは揃っていないと考えられます。この私の意見と同じようにジューメンスの専門家達もはっきりと同じことを話しておたのであります。ジューメンスで研究しておたのは、従来の大きなクロスバスイッチの可動部分を約 1/100 まで軽くして、通話路回路の速度は計算上せいぜい 2ms あれば十分なのであるが、これを 2ms までに達ぶとしております。それで半電子交換としては、いわゆる一通話回路が機械的なもので、コントロール回路が電気的なものであります。3つの形式があります。第1類は特に小容量のものであるために、通話路もコントロール回路も両方ともリードリレー的なものを使い、全部機械的な回路であります。第2類は通話路が機械的な回路であるけれどもコントロール回路はトランジスタでステージコントロールをやるものであります。これは大体 3000 端子のものを目標としております。第3類は通話路がリードリレー式の機械的なものでありまして、コントロール回路はトランジスタを使ったコンモンコントロール方式のものであります。以上の3つの交換方式について説

明を聞き、その研究状況を見せてもらいました。一方でリードリレーをいちいちガラスチューブに入れずに、Edelmetall Snell Koppelfeld といういわゆる可動部分を 1/100 位にし、従来のものの大きさの 1/6 にしたハイスピードリレーをすすめておるのであります。この第1の形式のものはすでに PBX として使っており、第2の形式で 3000 回線のを独逸郵政庁と共同して近くその現場試験を行なうよう計画しておりました。第3類のものはまだ実験中という説明がありました。

全電子交換についてはタイムデビジョンとか PCM とか色々の方式のものを研究中ということでありました。

つぎに伝送部門をディレクタの Dr. Schuchd 氏の案内で見回りました。ここでは PPM の 24 チャネル方式、12 Mc 同軸方式、およびマイクロウェーブの FM 960 チャネル方式などを見ました。12 Mc 同軸の真空管の寿命は 10,000 時間ということで相当な製品と思われれます。なお御承知のようにベルリンは西ドイツとは離れ小島のようになっているので、ベルリンとの通信回線を作るために SSB の見通外方式による無線機を製作しているのを見ました。これは 500 Mc 帯で 120 チャネルを伝送し、SSB で負帰還方式の点がちょっと違った点であります。工場を回って見ますと非常によく試験をしております。マイクロウェーブの機械も現場に行けばそのまま完全に働くように試験をしている様子であります。この辺は日本と大分違うようでありまして、日本では技術の進歩が早く止むを得ない面があるのでありますが、日本のように現場に行ってから直すことのないように十分にテストをやっているということが特に目についたのであります。

それから、つぎはジューメンスのベルリン工場に参りました。ベルリンというところは電気工業が非常に発達しているところで、たとえば AEG とか Osram とか大きな工場があるのであります。このジューメンスのベルリン工場は一つの工場単位では世界第二だそうでありまして、GE が 27,000 人に対してこのジューメンスの工場が 25,000 人というのであります。1人1か月の生産額は 22~23 万円で、戦前よりは小さいスペースでかえって高い生産量を上げております。従業員の 65% は女子であります。実際工場を回ってみますと女の人が旋盤やプレスところで沢山働いているのが見受けられます。これは別に戦争の影響ではなく戦前からの状況とのものであります。また工場の案

内方法に非常に特長があると思われたのは、工場の基礎部門を初めに案内しようという考えでしようか、旋盤プレス等の機械工作の部分から案内してくれたことであります。特にそこで気がついたのは非常に作業者の安全に気を配っているということで、たとえばプレスは片手で押しただけではプレスが働かず両手で押して初めて働らくようにしてあります。また色々の物を突込む所に網があって手が中に入らないようにしてあります。その他照明についても特に大学の先生等に頼んで、能率を上げるための工夫をすることもやっており、全般的に工場の能率向上、安全対策ということに非常に注意を払っているようでありました。

またテレックスプリンタの生産高が1か月 1000 台から 1200 台ということでこの数字が少し少なすぎるように思われるのであります。これは各国からの注文を受けて皆少しずつ仕様がちがっているためと説明してくれたのでありますが、しかし8時間運転して全数検査をしている点を見逃すことはできないと思われました。旋盤加工やプレス加工をしっかりと同時に、検査の方も非常にしっかりしております。一方これにともなって色々な測定も非常に発達しており、人手を省いてやることに注意しております。これは他の例になりますが、たとえば搬送のフィルタや変調器等を極めて簡単に一人の人が測定をやるというように工夫してあります。チャンネルフィルタの測定には昔2日かかったのが2時間でできるようになり、また変調器は測定項目は27もあるものを一人の人が順番に全部やれるという風に工夫されております。

なお、ここで感心したのはさきほど述べましたように、PBX に ESK という可動部分を軽くした高速度リレーを使って、局線2回線内線25回線のものを作っております。これは約4年前から生産を開始して1か月約1500回線ぐらい作っているということでありました。また天然人工水晶の面の仕上げに非常に注意を払っており、X線で調べたり色々やっております。この水晶フィルタに金箔が貼ってありますが、そこにリードを取付けていてこれに3kg程度の重さを吊り下げて外れないぐらいにしっかりしておったのであ

ります。

6. む す び

大体以上一か月にわたって欧州で見聞したことを申し上げたのでありますが、特にここで結論的に二、三申し上げたいと思います。まず第一に各国とも研究に非常に力を注ぎ出してきたということでもあります。人数の点だけを参考に申し上げますと、CNET が 2000 人、STL が 600 人、CGE が 600 人、FTZ が 1,500 人、CIT が 1500 人等でその他 ジーメンスにいたしましても、戦後、時がたつと共にだんだん余裕ができてきたためもあるでしょうが、研究に非常に力を入れているのであります。これは同時に最近のトランジスタ等の非常に進歩の早い技術の趨勢に即応する必要性から来ているのではないかと思うのであります。しかし技術そのものから見ますと、マイクロウェーブ技術のように日本の方が進んでいると思われるものもあるようであります。私は通研の現状およびメーカの現状を合わせ考えてみて、マイクロウェーブ技術は確かに日本の方が進んでいるのではないかと考えます。ただ最近脚光を浴びているパラメトリック増幅器については、日本にもオリジナリティがあると思うのであります。向うでは自分のところでやったように考えているようであります。

第二に日本としては日本独自の技術を育成してゆき、さらに対等な形で外国と技術を交換しうるように考えねばならぬということでもあります。この考え方はすでに採用されているのでありますが、今後一層強く進めることによって、日本の通信事業、製造工業が進歩してゆくということ感じてきたのであります。第三に各国の通信関係の首脳者とお話することができたことは、将来の相互の連絡に非常に役立つことになるのではないかと考えております。

今後わが国の電気通信技術あるいは、エレクトロニクスの分野を急速に発達するためには、協力態勢が充分とられなければならないのであります。このことを特に本会の会員諸氏にお願いする次第であります。

これをもって私の報告といたします。

電 気 通 信 学 会 役 員 (昭 和 35 年 度)

[illegible]

支 部 役 員

<p>(支 部)</p> <p>北海道 北東東 東信北 關中四 九</p>	<p>(支 部 長)</p> <p>也男雄吉正雄夫和博巳 正岩秀卯 重卓 元 克 野合片原 田 木 田 島 佐落岩礫石倉佐森吉藤</p>	<p>(庶 務 幹 事)</p> <p>三信門次俊史徹宗夫次 孝正右順英外 俊育謙 鳥辺 崎屋本 川 田野田 羽渡阿石土山小佳中前</p>	<p>(會 計 幹 事)</p> <p>藤夫郎肇治次雄幹啓孝 昭乾太 源政章 好 口山 信崎 多口村口松 藤 山柴大山本谷吉溝兼佐 盛進雄城平昭朝彦智治 三之 夏水莊貞幸紀 正 原達林岡岡神治田岡農 桑安小川吉白宇義皆水</p>	<p>郎穂治助輪開衛助夫藏 一茂卓之 新代之政 庭田久野 中 千石 中 原 桜西中上山山山鐵山石 盛進雄城平昭朝彦智治 三之 夏水莊貞幸紀 正 原達林岡岡神治田岡農 桑安小川吉白宇義皆水</p>
-------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------	-----------------------------------------------------------------------------------	------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

問 顧 集 編

一次	文一	口田	小安	道作	正銀	目崎	見矢	治郎	賢七	崎本	蛎三	藤博	和	友山	大平	薰治道	谷島	八原	滋夫	田保	生滝	在
熙	末	鈴	之	利	井	坂	一	貞	部	黑	雄	雄	瑞	村	木	三	正	健	昌	久	伊	方
														山	米	夫	野	真	義	情	田	地

論文委員会(幹)は幹事 編集長 高 木 昇

治俊三助二雄	正収堅博孝	原崎藤島野田	石岡斎新西増	吾宅郎積一邦	勝一光裕忠	入照西島原井	家大小嗣中藤	藏義郎雅吉郎	泰津次良勝一	島内啓口島憲	飯大窪関中辰	一(幹) 一元弘勇一市	義興祐國正晃	藤藤津武井崎	伊遠河末富平山	正榮治治郎二浩	井井田山渡田	新搜亀重寺樋村	夫博勉雄夫吉郎	芳善康太徹	達瀬田井井本浜	安猪岡西龜橋丸
--------	-------	--------	--------	--------	-------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	----------------	--------	--------	---------	---------	--------	---------	---------	-------	---------	---------

海外論文委員会 委員長 高 木 昇

秋明 廣	利忠 隆	上井 永	岸垂 森	郎安 也	次正	山木	小鶴 藤	博司 實作	塚水 口田	具清 東吉	稔積 彦郎	山光 武一	島田 信	秋副 長吉	夫雅 郎夫	文良 二博	上口 村滿	池関 中來	寛晴 夫司	安泰 清	部松 田宅	阿末 富三
---------	---------	---------	---------	---------	----	----	---------	----------	----------	----------	----------	----------	---------	----------	----------	----------	----------	----------	----------	---------	----------	----------

ニュース委員会 委員長 高木 昇

雄一 鈴木 鈴村 男一 正裕 杉中 太郎 太安 林郷 田東 志東 一郎 西市 小武 元(幹) 祐寛 津島 河多 明二 義桂 田木 植鈴

論文・資料

UDC 621.317.335.541.123.81

含水率測定用板状共面電極について*

正員 相川 孝 作

(山梨大学工学部)

要約 近年工業計測上の電子応用の一つとして、木材、繊維、粉体等の含水率を電気的に測定する計器が実用に供され、また自動制御にも応用されている。そのうち高周波により誘電率または誘電体率を測定する含水率計の電極としては、被測定試料が厚くまたは面積の広いものがあるので現場における使用上の便から、試料の片面に接して使用する押当形の板状共面電極が主として用いられる。共面とは電極が同一平面にあるという意味であるが、帯状電極や同心円板円環電極がこれに属す。これらについては部分的な解析や実験が行なわれたに過ぎなく、その特性は明らかでなかった。著者は先に各種共面電極についてかなり精細に調べたが、ここにはこれらを統一的に取扱い、相互の比較を行ない、含水率計電極としての選定、寸法の決定、適用等の基礎資料を与えたものである。

1. は し が き

近年工業計測上の電子応用の一つとして、木材、繊維、粉体等の含水率を電気的に測定する計器が実用に供され、また自動制御にも応用されている⁽¹⁾。そのうち高周波により誘電率または誘電体率を測定することにより含水率を測定する計器の電極としては、被測定試料が厚くまたは面積の広いものがあるので、現場における使用上の便から、試料の片面に接して使用する押当形の板状共面電極が多く用いられる。共面電極とは電極が同一平面にあるという意味であるが、帯状電極(含水率計の分野では通称グリッド電極と呼ぶ)や円板円環電極がこれに属す。この種の電極が実用されたのは、棒状グリッド電極が高周波加熱に用いられた以外ははじめてなので、その性質は十分明らかでなく、部分的な解析や実験が行なわれたに過ぎなかった⁽¹⁾。著者は先に各種共面電極についてかなり精細に調べたが^{(2)~(5)}、ここにはこれらを統一的に相互比較を行ない、含水率計電極としての選定、寸法の決定、適用、取扱い等について論じたものである。ここに取扱うのは図1に示す二列帯状、三列帯状および同心円板円環電極であるが、以下これらをそれぞれA, B, Cで表わすことにする。なお電極寸法 a, b, c, L は図1に示すとおりで、しばしば出てくる共通な文字として、 K, K' は第1種円積分、 k, k' は母数を表わしかつ $k=a/b=R_1/R_2$ とする。二列帯状電極は多くの場合、

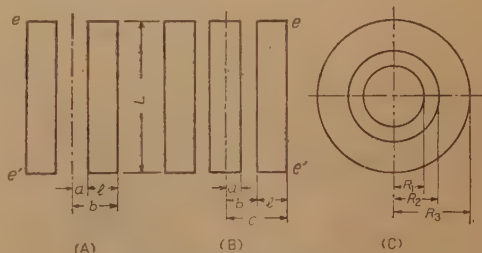


図1 板状共面電極

Fig. 1—Coplanar plate electrodes.

アースに対して対称に配置し互いに位相差が 180° になるように接続する。三列帯状電極は外側の2枚を同電位とし、多くはこれをアースする。円板円環電極は多くの場合円環をアースする。

2. 静電容量と誘電率の測定

3種の電極の静電容量の近似理論式^{(2),(3)}を表1上段A, B, Cにまとめて示す。表中の式(1), (2), (6)をそれぞれ図2に示す。

帯状電極では長さが有限で $L \gg l$ ではないので理論値以外に端縁(図2の $ee, e'e'$ 部)に基づく容量が付加される。また帯状電極でも円板円環電極でも実際のものは厚さがあるので、これに基づく容量が付加される。これらを共面電極の端容量と呼ぶことにする。厚さを無視した場合の前者に基づく端容量を考慮に入れた実験式を同表A, B下段に示す⁽⁴⁾。

一方平行円板電極において電極間隔が電極面の寸法に比して十分小さくない場合、また電極の厚さが、電極間隔に比して無視できない場合には、対向面容量の外に端容量 C_e が加わり、さらに対地容量、導線の漂遊容量 C_s も加わる。実験室内における誘電率の標準

* Coplanar Plate Electrodes Applied to Measure Moisture Contents. By KOSAKU AIKAWA, Member, (Faculty of Engineering, Yamanashi University, Kofu). [論文番号 3267]

表1 板状共面電極の単位長静電容量*

	A. 二列帯状電極	B. 三列帯状電極	C. 円板円環電極
近 似 式	$\frac{C}{L} = 0.0885 \frac{K'}{K} \quad (1)$	$\frac{C}{L} = 0.354 \frac{K}{K'} \quad (C \rightarrow \infty) \quad (2)$ $\frac{C_f}{L} = \frac{0.241}{\log_{10} \frac{2(b\sqrt{c^2 - a^2} + c\sqrt{b^2 - a^2})}{a\sqrt{l(2b+l)}}} \quad (c \text{ 有限の場合}) \quad (3)$ (いずれも $L \gg l$ とする)	$\frac{C}{2\pi R_2} = 0.113 k(1+k) \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin \xi d\xi}{1+k \sin^2 \xi} \quad (6)$ $\frac{C}{2\pi R_2} = 0.065(1+k + \sqrt{1-k^2}) \log_{10} \frac{1+k}{1-k} \quad (7)$ (実用式)
端容量を考慮した実験式	$\frac{C'}{L} = \frac{C}{L} \left\{ 1 + (0.4 + 2.4 k^2) \frac{l}{L} \right\} \quad (4)$ ($0.3 < k < 0.8, \frac{l}{L} \leq 0.2$ の範囲)**	$\frac{C'}{L} = \frac{C}{L} \left(1 - 0.08 + 0.03 \frac{c}{b} \right) \left\{ 1 + (0.125 - 0.3 k + 0.15 \frac{l}{b}) \frac{b}{L} \right\} \quad (5)$ ($0.3 < k < 0.8, 1.5 \leq \frac{c}{b} \leq 2.5, \frac{b}{L} \leq 0.5$ の範囲)**	* 空気中における表裏を合わせた容量 (pF/cm), 電極の厚さを無視する. ** 実験式を求めた実験範囲を示す. (6), (7) は数値的にほとんど同値, 計算には (7) が便利.

測定法では漂遊容量は測定値に入らないが、現場における測定器としては、これらを除いて測定することはかえってわずらわしい。よって測定器目盛の較正は端容量や漂遊容量を含めて行なうことになる⁽⁴⁾。

ところが本論文に示すような共面電極では後述のように厚さに基づく端容量、背面容量、漂遊容量は誘電率の測定結果に入って来ない。この点でも現場用には好適である。

また近似理論式のうち、円環の場合は $R_2/R_1 \gg 1.2$ 以上ではほぼ一定値となり R_1 の影響は現れない。三列の場合は $L \gg l$ でない場合は、 c/b のある範囲では c の増加とともに容量が増すがこれは実験式に織り込んである。 c 有限の場合の容量は c 無限の場合に比べて当然小さくなるが、一方端容量の増加のために両者は打消して c 無限の値、式 (2) に近似する。したがって表1 B列**に示すような通常用いられる寸法比の電

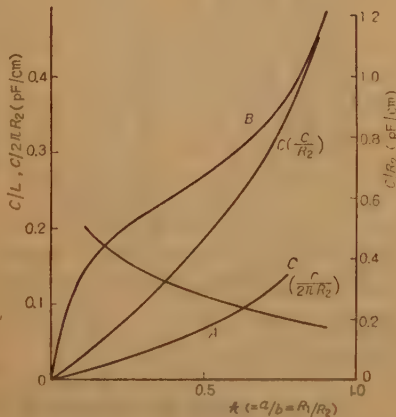


図2 共面電極の静電容量
Fig. 2—Capacity of coplanar plate electrodes.

極では図2の (B) 曲線をそのまま用いても実用上は差しつかえない。

以上のようにして電極の空気中の容量が判ればこれを十分に厚い誘電体に接触することにより誘電率を求めることができる。電極片側の空気中の容量を C_0 、試料のないときの端子間における電極の全容量を C_1 、試料に接したときのそれを C_2 とすれば、誘電率は

$$\epsilon = \frac{C_2 - C_1}{C_0} + 1 = \frac{4C}{C_0} + 1 \quad (8)$$

によって求められ⁽³⁾⁽⁴⁾、漂遊容量等はいって来ない。

3. 二層誘電体の等価誘電率

実際問題としては試料の薄い場合も多く、このときは当然誤差を伴う。また電極と試料との間に空けきを設ける場合もある。これらを一般化して二層誘電体として取扱う。第一層、第二層の誘電率をそれぞれ ϵ_1 , ϵ_2 とし、等価誘電率 ϵ_0 と ϵ_1 との比を等価誘電率係数 $r (= \epsilon_0/\epsilon_1)$ とする。第一層の厚さを d とし、 d/a または d/R_1 を δ とおく。第二層は無限に厚いとする。同一 k の各種電極について δ と r との関係を示すと図3のようになる。図は $\epsilon_1/\epsilon_2 = 3$ の近似曲線と第一層エポナイト、第二層空気 ($\epsilon_1/\epsilon_2 \approx 2.85$) の場合の測定結果を示している。 δ の増加に対して C, B, A の順にすみやかに r が1に近づく。なお同一形式の電極では、 k = 一定の場合には ϵ_1/ϵ_2 が1に近いほど、 ϵ_1/ϵ_2 = 一定の場合には k の大きいほど、 δ が増すとともに r は速やかに1に近づく⁽³⁾⁽⁴⁾。

厚さ比 δ 、誘電率 ϵ_1 の誘電体に接した電極の静電

容量は r を図3や文献(2), (4)の $r-\delta$ 計算図表から求めれば $C=r\epsilon_1 C_0$ によって近似的に与えられる。

つきに測定値を

誤差一定値たとえば0, 1, 5%等におさえる試料の厚さ, 換言すれば r が100, 99, 95%に達する試料の厚さは既に求められているが^{(2), (4)}, 3種の電極について比較すると, 帯状電極の方が厚い試料を必要とし, 円板円環電極は薄い試料で差つかえない。実験式も与えられているが⁽²⁾, 誤差1%位におさえるには b または R_2 を基準とした場合大ざっぱにいうと厚さ d は二列電極, 三列電極では1.8 b , 円板円環電極では R_2 に等しくとればよい。

4. 不均一誘電体の等価誘電率

厚木材のように表面と深部とで含水率が異なり誘電率が不均一の誘電体を考える。これは二層誘電体をさらに多層誘電体に拡張して各層の厚さを無限小と考えればよいわけであるが, その取り扱いには理論上も実験上もわずらわしいので, ここには一応の目安を与える思考的な簡便法を示す。

いま図4(a)に示すように電極面に垂直な方向 (y 方向)の微小幅 dy の持つ容量の全容量に対する割合を容量変化率 $F(y)$ とし, これを y のかわりに $\delta = y/a$ または y/R_1 を用いて, $F(\delta)$ で表わし, かつ $\int_0^\infty F(\delta) d\delta = 1$ とする。いま特別の場合として第一層の厚さ比 δ なる二層誘電体を考え, $\epsilon_1 = \epsilon_2$ の場合と $\epsilon_1 \neq \epsilon_2$ の場合との容量差を C' とすれば

$$\int_0^\infty (\epsilon_2 - \epsilon_1) F(\delta) d\delta = C'$$

$$F(\delta) = \frac{d\tau}{d\delta} \left/ \left(1 - \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \right) \right. \quad (9)$$

ϵ_1/ϵ_2 が与えられれば, $\delta-r$ 曲線から $F(\delta)$ を求めることができる。厳密には $F(\delta)$ は空气中, 不均一誘電

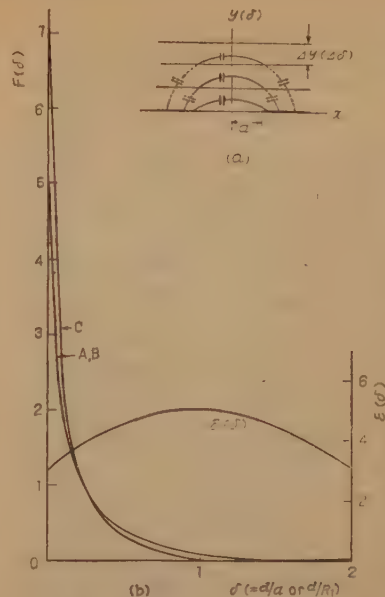


図4 $\delta (=d/a$ または $d/R_1)$ と $F(\delta)$ との関係 ($k^2=0.6$)
Fig. 4— $F(\delta)$ versus $\delta (=d/a$ or $d/R_1)$ for $k^2=0.6$.

体, 層状誘電体, ϵ_1/ϵ_2 等によって異なるべきものであるが, $\epsilon_1/\epsilon_2 = 1/2$ の r 曲線 (図3に類するもの) から $F(\delta)$ を求めると図4(b)のようになる。図は $k^2 = 0.6$ の場合で, A, B は区別できない。一般に $\delta=0$ における $F(\delta)$ の値は k 一定に対して $C > B > A$ の順に大きく, 各電極については k の大きいほど大きい。 $\delta=0$ における接線が δ 軸と交わる δ の値は k 一定に対しておおむね $C < B < A$ の順に小さく, 各電極については k の大きいほど小さい。

さて不均一誘電体の誘電率を $\epsilon(\delta)$ とすれば, 等価誘電率 ϵ_e は

$$\epsilon_e = \int_0^\infty F(\delta) \epsilon(\delta) d\delta \quad (10)$$

で与えられ, 図式積分により求められる。

一方, 木材等の平均含水率に相当する平均誘電率 ϵ_m は, 試料の厚さ対電極寸法比を $\delta_1 (=d/a$ または $d/R_1)$ で表わせば

$$\epsilon_m = \frac{1}{\delta_1} \int_0^{\delta_1} \epsilon(\delta) d\delta \quad (11)$$

いま $\delta_1 = 2$ の試料において $\epsilon(\delta)$ が図のように放物線分布 (焦点距離 0.125) をしているとして (実際の木材ではこのような分布をしている), ϵ_e , 誤差比 $(\epsilon_m - \epsilon_e)/\epsilon_m$ を求め表2に示す。表には平行円板電極の場合も参考として示してある。 k の大きい方は $\delta=0$ における $F(\delta)$ が大きいにもかかわらず, 深部の $F(\delta)$ が小さいため ϵ_e は小さい。 ϵ_e が大きい場合でも平行円板におけるそれに比べると本質的に小さい。表2は一例であるから δ_1 が異なれば ϵ_e そのものも当然異ってくる。

表2 図4の散物導分布誘電体の等価誘電率

k^2	δ_2	二列電極		三列電極		円板円環		平行円板	
		ϵ_r		ϵ_r		ϵ_r		ϵ_r	
		$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$	$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$	$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$	$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$	$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$	$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$	$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$	$\frac{\epsilon_m - \epsilon_r}{\epsilon_m}$
0.10	0.63	3.83	12	3.80	12	4.11	5		
0.25	1.00	3.68	15	3.75	13	3.73	14	4.25	1.7
0.60	1.29	3.50	18	3.65	16	3.53	18		

以上は a または R_1 を基準にした場合であるが、実際問題としては b や R_2 を基準にした方が電極占有面の関係上、またこれらが $a-c, R_1-R_2$ の中間値である関係上好都合である。ある k について一定 a （または R_1 ）に対する δ_1 の関係は b （または R_2 ）を基準として $\delta_2 (=d/b$ または $d/R_2)$ に換算される。 $\delta=\delta_1=2$ の場合の換算値 δ_2 は表2に示してある。 δ_2 が小さくなるとある範囲までは ϵ_e は増していくが、あまり小さくなると背面が空気の場合にはその影響が表われて ϵ_e はかえって減ずる。要は全電気力線が有効に誘電体中を通ることが望ましいわけであるが、式(10)によって計算すると、電極によって多少異なるが、 δ_2 が0.5付近が最も ϵ_e が大きくなる。以上は厚木材における電極選定含水率目盛の記入、測定値判断における一つの目安を与える考え方として大切である。

5. 電極の選定と寸法の決定

電極を選定する場合、考慮すべき事項はつぎの点である。

(1) 静電容量 実用上取り得る電極寸法、被測定試料の誘電率範囲、共振回路等に関係する。

(2) 接続方式およびしゃへい B,Cでは外側電極をアースし、Aでは多く両側をアースに対して対称にとる。B,Cでは中央電極を裏側からしゃへいし易いのでbody effectを軽減できる。

(3) 方向性 A,Bは方向性があり、Cはない。

(4) 被測定試料の厚さおよび水分分布 試料の厚さ、試料ととの間の空げきの有無、水分分布等に対応して、電極形式、寸法(b あるいは R_2)および k の適当なものを選ぶ。

以下主として(1),(4)について考察する。一般に高周波利用の含水率計は掃するところはLC共振を利用する置換法が多い。 ϵ を測定するものでも $\tan \delta$ を測定するものでも共振指示器はQメータの計器と同一のものとなる。含水率を M とすれば、測定盛度すなわち dQ/dM が最大になることが望ましい。また

$\epsilon \tan \delta$ の大きい試料では C_0 が大きくなると Q が下がって測定しにくくなる。これらの関係は被測定試料の性質に対応して決めなければならない。

一方実際に取り得る電極寸法には限度があるから、必ずしも上の条件を満たせないが、できるだけこの目的にそうように共振回路と電極寸法を選ぶ。Aでは k の小さい方が C_0 が大きく、B,Cではこの反対になる。 C_0 は帯状電極では式(1),(2)による場合は k と L により決まり b には無関係、円板円環では k と R_2 によって決まる。 L, R_2 を大きくとれば容量は増すが、 L, R_2 は試料の大きさ、厚さ、表面の性質、凹凸、持運び、計器箱への収納等によって制限を受ける。たとえば木材では凹凸を考慮してあまり寸法を大きくとれない。かくして C_0 のとり得る範囲は制限される。なお同一占有面積内で取り得る容量の大きさは電極によって異なることも知っている必要がある。 b と R_2 とは試料の厚さ d 、また誘電率分布によって決めなければならない。 b や R_2 が小さいことは誘電線が電極面近くに分布することになる。薄い誘電体に対しては3.にしたがって b, R_2 を選び、内部不均一の厚い試料では4.にしたがって、これらを厚さの半分位にとればよい。

k の選択においては誘電線分布にも関係するが(誘電線分布は b, R_2 を基準とした場合は主として d/b または d/R_2 で決まり k は二義的となる)、塵埃、水滴等の付着などを考慮して電極間空げきをあまり狭くならないようにする。

このような関係で C_0 のとり得る範囲は制限されるから、これを考慮して共振回路を設計し、または共振回路の要求を満たすように $b(R_2), L, k$ を決定しなければならない。 C_0 の値としては理論値または図2の曲線で与えられるが、帯状電極で正確な値が必要であれば実験式による。実験式を導いた範囲外の寸法でもこれに近い場合は外挿してもよいであろう。あるいは R_2 は C_0 に対しては二義的な意味しかない。

つぎに具体的な寸法と容量との関係を例示しよう。

(a) 帯状電極

二列電極では L を大、 k を小にとればいくらでも C_0 は大きくとり得るが、実用上 $L < 10$ cm、普通数cm以下、したがって b も2~3 cm以下となり、この b に対して安全な電極間げきは少なくとも $k > 0.1$ にとらなければならない。したがって C_0 のとり得る範囲は $L=10$ cmとしても1 pF以下になろう。

三列電極では L, k とともに C_0 は大きくなり、か

つとり得る最大値も二列電極より大きくなる。たとえば $L=10\text{ cm}$, $k=0.9$ とすると $C_0 \approx 2.5\text{ pF}$ 程になる。普通の含水率計のように可搬形のものでは, body effect の点で三列のものが二列のものよりはるかに多く実用されている。

例. 繊維用含水率計電極

巻取中の繊維または紙の含水率を測定する。試料は薄くかつ一定含水率とみなされ, 背部は空気であるから等価誘電率も同力率も小さい。よって寸法が小さい方が効果的で, かつ設置場所, 接触の点などを考慮して三列電極を選ぶ。 k は大きい方がよいが電極間げきはあまり狭くとれないので k にも制限がある。 $C_0 \approx 0.6\text{ pF}$ が与えられたとして $b=2.5\text{ mm}$, $k=0.2$ とすれば $a=0.5\text{ mm}$ で, 所要の C_0 を与えるために近似式から $L=67\text{ mm}$ となる。 c はなるべく大きくとり, たとえば 20 mm とする。実際のもは外側電極はスリット状にし, 窓の中央に内電極を配置したものが多い⁽¹⁾。

(b) 円板円環電極

R_2, k の大きい程 C_0 は大きくなるが, 実用上, とり得る寸法は $10\text{ mm} \leq R_2 \leq 30\text{ mm}$, $2\text{ mm} \leq R_1$, $0.1 \leq k \leq 0.9$ で, 容量としては $0.08 \leq C_0 \leq 2\text{ pF}$ となる。

例. 耐酸炉石素地用含水率計電極

未乾燥の状態では非常にコンダクタンスが大きく, かつ深部の誘電率を知る必要がある。器の厚さは大部分は 5 cm 位であるが, 部分的には 10 cm 位のところもある。三列電極でもよいがここでは円板円環電極を用いる例を示す。共振回路の方から 0.3 pF が与えられたとし, 深部の水分も探知できるよう R_2 を厚さの半分位にとる。 $R_2=35\text{ mm}$ とすれば $C_0=0.3\text{ pF}$ するには $k=0.22$ とすればよく, したがって $R_1=7.7\text{ mm}$, $R_3/R_2=1.2$ として $R_3=42\text{ mm}$ 。

例. 木材用含水率計電極

方向性がない点で円板円環電極が好適である。表面の凹凸, 多く用いられる板の厚さ, 持運び, 収納の便を考慮して $R_2=20\text{ mm}$ とすれば, C_0 の最大値はおのずから制限される。回路の方から $C_0 \approx 0.9\text{ pF}$ が要求されたとすれば, $k=0.8$ となる。したがって $R_1=16\text{ mm}$, $R_3/R_2=1.5$ として $R_3=30\text{ mm}$ 。

(c) 円板と誘電体との間に空けきを持った円板円環電極

普通の木材含水率計では樹種に応じて異なった含水率目盛を用いるが, 円板円環電極を用い, 円板のみを上下して試料との間に空けきを持たせるようにすれば, 誘電率の大きい木材に対して適当な空けきを与え

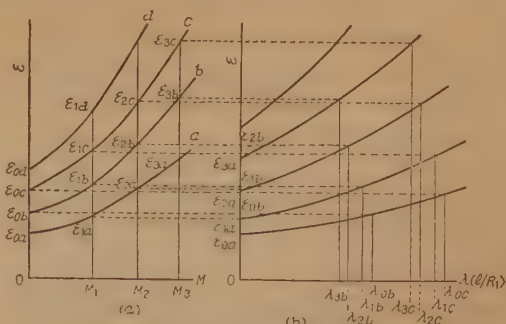


図5 空けき長の決定

Fig. 5—Determination of length of air gap.

て等価誘電率を小さくすることができるので, ある条件の下では誘電率の小さい木材に与えた含水率目盛をそのまま使用することができる。図5(a)は樹種 a, b, c, d の含水率 M と誘電率 ϵ との関係を示すものとする。たとえば共振形誘電率測定器を用いて, 樹種 a の誘電率 ϵ_{1a} に対して含水率目盛 M_1 (このときの可変コンデンサの容量を C_1 とする) で同調がとれたとする。つぎに樹種 b の含水率 M_1 の場合の誘電率 ϵ_{1b} に対して適当な空けき長をとることにより ϵ_{1a} に置換してやればやはり M_1 目盛すなわち再び C_1 で同調がとれるはずである。かくしてある条件の下に, 多くの樹種について広い含水率範囲にわたって同一の含水率目盛を用いることができるであろう。

空けき長を l とし, 空けき比を $\lambda (=l/R_1)$ とおき, 図5(b)に $\epsilon-\lambda$ の関係を与える⁽²⁾。これはある誘電率を空けきにより小さい基準誘電率に変換するのにどれだけの空けき比を設ければよいかを示す曲線である。たとえば図(a)において $M=0$ における樹種 b の ϵ_{0b} を樹種 a の ϵ_{0a} に置換するのに図(b)におい

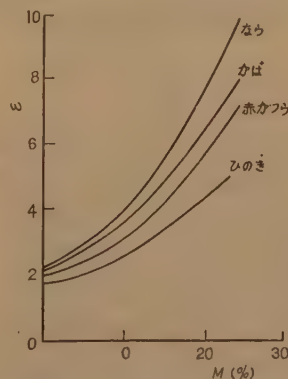


図6 木材の含水率と誘電率
Fig. 6—Dielectric constant versus moisture content for woods.

て λ_{0b} , 樹種 c の ϵ_{0c} を ϵ_{0a} に置換するのに λ_{0c} ... $M=M_1$ において ϵ_{1b} を ϵ_{1a} に置換するのに λ_{1b} , ϵ_{1c} を ϵ_{1a} に置換するのに λ_{1c} ... が必要であるとする。しかるに同一樹種に対して M の全範囲にわたって同一空けき比でなければならないから, $\lambda_{0b}=\lambda_{1b}=\lambda_{2b}$..., $\lambda_{0c}=\lambda_{1c}=\lambda_{2c}$... でな

ければならない。任意の k がこのような関係を与えるとは限らない。図6のいくつかの木材の実例について $k^2=0.1$ の $\epsilon-\lambda$ 曲線上に各 λ の値をとったものが図7で、ほぼ上記条件が満足される。このほか $k^2=0.25$ はやや不適であるが、 $k^2=0.6$ はやや好適である。 $k^2=0.1$ をとれば、たとえば $R_2=25\text{ mm}$ に対して $R_1=8\text{ mm}$ となり、 $R_3/R_2 \div 1.2$ として $R_3=30\text{ mm}$ 、 $C_0=0.33\text{ pF}$ となる。 ϵ を9から4.5に置換するには図7から $\lambda=0.11$ 、したがって $\pm 0.9\text{ mm}$ が必要である。

なお、電極全般の応用例は文献(1)を参照されたい。

6. む す び

以上は含水率測定用共面板状電極3種につき、近似理論、実験例、数値例によって相互比較を行ない、こ

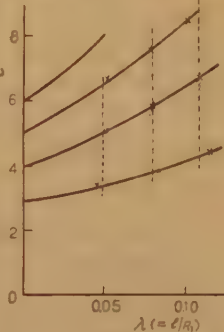


図7 ϵ と λ の関係
($k^2=0.1$)
Fig. 7— ϵ versus λ for
 $k^2=0.1$.

れら電極による誘電率測定的基础について述べ、電極の選定、寸法の決定、適用等の資料を与えた。これまで部分的にしか知られなかった測定用電極の特性が系統的に総括されたものといえよう。この研究は文部省科学研究費による含湿量測定委員会の仕事として始められたもので、御指導を賜った東大名誉教授星合正治博士、東工大教授森田清博博士、山梨大教授押山保常博士等に対し深甚の謝意を表する次第である。

文 献

- (1) 星合正治監修: “電気式水分計”, 日刊工業新聞社 (昭 35-03).
- (2) 相川幸作: “帯状共面電極による誘電率測定”, 信学誌, **43**, 10, p 1095, (昭 35-10).
- (3) 相川幸作: “同心円環電極(じやの目電極)の静電容量”, 電学誌, **70**, 7, p 751, (昭 35-07).
- (4) 相川幸作, 大木芳枝: “厚さ有限の誘電体に接した同心円板円環電極の静電容量”, 信学誌, **43**, 2, p 167, (昭 35-02).
- (5) 相川幸作, 大木芳枝: “円板と誘電体との間に空けきを持った同心円板円環電極の静電容量”, 信学誌, **43**, 3, p 316, (昭 35-03).
- (6) 上村武, 中村章: “木材の誘電率と厚さとの関係”, 林学誌, **32**, 5, p 166, (昭 25-05).

(昭和 35 年 3 月 2 日受付)

UDC 621.376.56 : 621.316.729

時分割多重符号伝送における同期方式*

正員 仲 丸 由 正 正員 金 子 尚 志

(日本電気株式会社研究所)

要約 デジタル情報伝送、特にフレームの長い PCM 等のフレーム同期にはデジタル同期方式が適している。本論文はこのデジタル同期方式の復帰過程を解析し、その結果リセット式系列方式を用いれば同期パルスを1フレーム中に10程度とることによって、ほとんど1フレームで同期復帰しうることを明らかにし、最適同期符号および最良の復帰特性を与えるフレーム構成を示した。またハンチング保留による同期安定度の改善案を示した。さらに同期復帰過程シミュレータを試作し、実験により解析の結果を確かめた。

1. 序 言

多重デジタル情報伝送においては、ビット同期の他に時分割を空間分割に変換するためのフレーム同期が必要である。等長2進符号伝送のフレーム同期としてはデジタル方式が適しているが、これは大別するとセクエンシャル波器^{(1),(2)}、あるいは ESSEX⁽³⁾に用いられたような方式で同期パターンを選択する一種の調歩式同期と、同期くずれの生じたときにハンチン

グにより位相をシフトせしめて自動同期復帰する方式^{(4),(5)}がある。前者においては同期パターンと同じパターンが生じたときは調歩くずれを生ずるが、つぎの同期時点に正しいパターンが来れば直ちに復帰する。後者の方式では同一パターンが生起しても同期くずれを生じないが、同期復帰は確率過程で一般に復帰時間が長いとされてきた。

筆者らは後者の方式(以下デジタル同期と総称する)につき検討してきたが⁽⁶⁾、さらにこれを発展せしめリセット式系列方式を用いることにより復帰特性が著しく改善されることを見出し⁽⁷⁾、その復帰過程を解析し試作シミュレータによる実験でこれを確かめた。

* Synchronization System for Digital Transmission. By YOSHIMASA NAKAMARU, HISASHI KANEKO Members (Research Laboratory, Nippon Electric Co. Ltd., Tokyo). [論文番号 3268]

2. デジタル同期方式とその論理回路

多重 2 進符号系列中に同期パルスを挿入する方法は、大別すると図 1 のごとく同期パルスをフレーム内に等間隔に配列した (a) 跳越方式(Interlace System)と、フレーム単位に一群にまとめた (b) 系列方式(Sequence System)にわけられる。受信側においては多重符号系列の中から同期時点の符号を選択し、これ

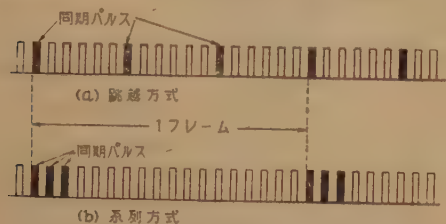


図 1 同期パルス配列法

Fig. 1—Arrangement of synchronizing code sequence in a frame.

と受信側の同期パターンと各ビットごとに逐一比較し誤りあればハンチングにより同期復帰する。ハンチングの方法としては、よく知られている。(1) 誤り検出ごとに 1 パルス間隔 (以下 bit 単位であらわす) シフトする方式と、(2) 誤り検出ごとに回線分離回路をリセットする方式が考えられる。後者は同期系列内の誤り検出の位置によってシフト量が変化し、 s 番目で誤り検出したときは s bit シフトする方式である。

1 bit シフト

ト方式の受信同期分離回路は図 2 に示される。伝送されてきた多重符号系列はビット同期がとられ、クロック

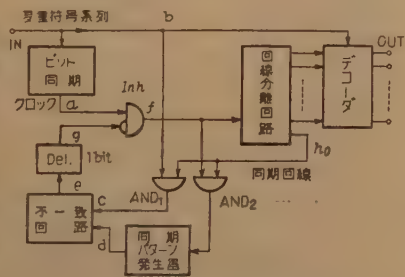


図 2 1 bit シフト式デジタル同期方式

Fig. 2—One-bit shifting digital synchronizer.

パルスは計数回路より成る回線分離回路を歩進せしめ、各回線あるいは各ディジットの分離パルスを発生する。同期回線選択パルスは、 AND_1 では多重符号系列中から受信側の同期時点の符号を選択し、 AND_2 ではクロックによりタイミングされて同期パターン発生器を動作せしめる。同期パターン発生器の出力は不一致回路において AND_1 の出力と比較され、正常同期時には両者は必ず一致するので、そのまま正常動作を

継続する。雑音等により同期くずれが生じたときは、 AND_1 は他の回線の符号を誤選択し、不一致回路は不一致のたびごとにパルスを発生する。このパルスは 1 bit の遅延回路を経て、禁止回路においてクロックパルスを引抜き回線分離回路を 1 bit シフトせしめる。このシフトの過程をなん回か繰返して同期状態に復帰する。

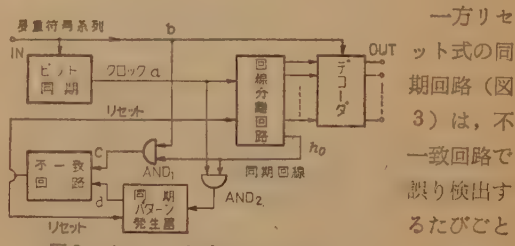


図 3 リセット式デジタル同期方式

Fig. 3—Resetting digital synchronizer.

び同期パターン発生器を同期系列のゼロ位置にリセットする。この場合同期パルス配列を系列方式にすれば非常にすぐれた特性を示すが、これをつぎの節で明らかにする。

いずれの方式においても同期分離回路は簡単なデジタル回路であり、適当に論理変換をほどこしてさらに構成し易いようにすることもできる。

3. 同期復帰過程の解析

調歩式印刷電信の同期復帰過程については中込氏⁽⁸⁾により解析されている。ここでは等長二進符号系列の N_0 bit よりなる 1 フレーム中に q 個の同期パルスが挿入されたとし、つぎの仮定をおいて解析を進める。

- ビット同期はとれているものとする。
- 同期くずれは同期状態において発生する (復帰時間最大の場合)。
- 同期引込過程では再び同期くずれの原因が生じないものとする。
- N_0 bit の各パルスは相互に独立とする。
- 跳越方式において q 個の同期パルス系列はフレームより短い周期性をもたないこと (同期状態がユニークであるための必要条件)。

同期くずれのときに不一致回路において誤り検出する確率を p' 、誤り検出できない確率を $p(=1-p')$ とする。

3.1 1 bit シフト式跳越方式

跳越方式では同期パルスは N_0/q 個おきに挿入されているから、ある同期パルスで誤り検出できなかった

ときは N_0/q bit 経てつぎの同期パルスと比較され、誤り検出できたときは 1 bit シフトしてつぎの状態に移る。遷移過程は Markov 過程で、 N_0 回の遷移を繰返せば復帰するのでその状態遷移図は図 4 のごとく示される。0 および N_0 は同期状態である。状態 i において k_i 番目の同期パスで、はじめて誤り検出する確率 $p(k_i)$ は幾何分布をなし、 $k_i = \{0, 1, \dots, \infty\}$ において

図 4 跳越方式の状態遷移図
Fig. 4—Signal flow graph of interlace system.

図 5 1 bit シフト式系列方式の状態遷移図
Fig. 5—Signal flow graph of 1-bit shifting sequence system.

図 5 1 bit シフト式系列方式の状態遷移図
Fig. 5—Signal flow graph of 1-bit shifting sequence system.

$$p(k_i) = p^{k_i-1} \cdot p' \quad (1)$$

N_0 個の各状態は独立でかつ等しい分布をなし、したがって $r + N_0 = \sum_{i=1}^{N_0} k_i$ とすれば、 $(r + N_0)$ 個の同期パルスを経て復帰する確率 $p(r)$ は、幾何分布の N_0 回の重ね合わせでパスカル分布になり、

$$p(r) = \binom{r+N_0-1}{N_0-1} p^{r+N_0} \cdot p'^{N_0} \quad (2)$$

ただし $r = \{0, 1, \dots, \infty\}$, $\sum_{r=0}^{\infty} p(r) = 1$

r の期待値 $E(r)$ および分散 $\sigma^2(r)$ は

$$\left. \begin{aligned} E(r) &= N_0 \cdot p/p' \\ \sigma^2(r) &= N_0 \cdot p/p'^2 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

であらわせる。パスカル分布は中央極限定理により、 $N_0 \rightarrow \infty$ において正規分布に確率収束する。 r に対する復帰時間は $r \cdot N_0/q$ であるから、フレーム数 f であらわした復帰時間の期待値 $E_I(f)$ と分散 $\sigma_I^2(f)$ は

$$\left. \begin{aligned} E_I(f) &= \left(\frac{N_0}{q} \cdot \frac{p}{p'} + 1 \right) \\ \sigma_I^2(f) &= \frac{N_0}{q} \cdot \frac{p}{p'^2} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

とあらわせ、これを図 6、図 7 に示す。この方式では復帰特性は q に反比例して改善されるが、フレーム長 N_0 が大なるときは N_0 に比例して増大する。

一方 1 bit シフト式系列方式の状態遷移図は同期パ

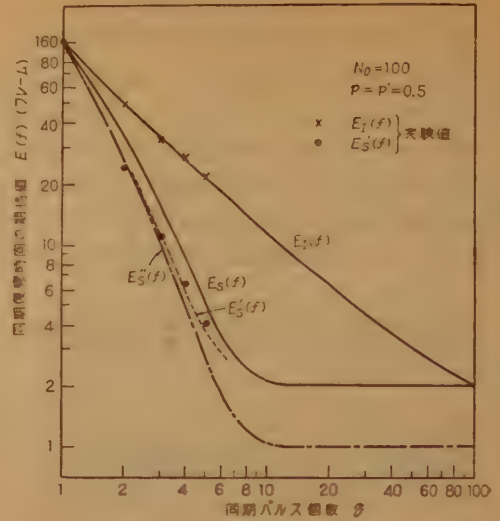


図 6 同期復帰時間の期待値
Fig. 6—Expectations of synchronizing recovery time.

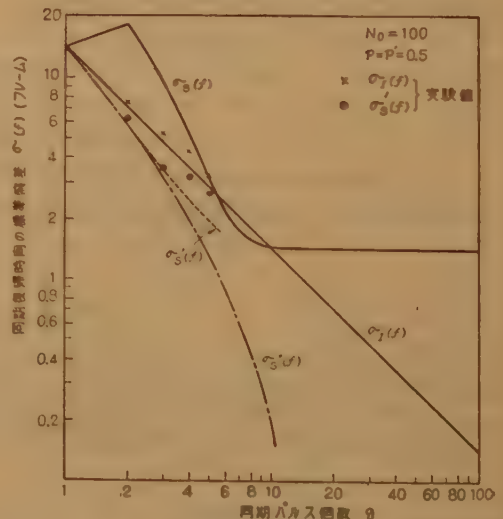


図 7 同期復帰時間の標準偏差
Fig. 7—Standard deviation of synchronizing recovery time.

ターンによって異なり、たとえば $q=3$ で (101) のときは図 5 のごとくあらわせる。同期パターンの q 番目においても誤り検出できないときは 1 フレーム経てつぎの同期パルスと比較する。誤り検出できたときはそのままつぎの状態へ遷移し N_0 回の遷移を経て復帰する。 r に関する分布はパスカル分布に近似できるが遷移時間は一様ではない。しかし $N_0 \gg q$ であれば q 回に一回は長い径路を通るので、復帰特性は 1 bit シフト式跳越方式に等しい。一般に 1 bit シフト式では、

同期パルス配列のいかんによらず平均的に同一の復帰特性を示す。

3.2 リセット式系列方式

系列方式に 1 bit シフト方式を適用したのでは、長い径路を通る確率も短い径路を通る確率に等しいので長い復帰時間を要する。リセット式系列方式はこの点に着目して、状態遷移すること同期パターンをゼロ位置にリセットし、常に最初の同期パルスから比較しはじめることにより長い径路を通る確率を小にし、復帰特性の改善を試みたものである。

s 番目の同期パルスで誤りを検出すれば s bit シフトし、その状態遷移は (101), (110), (011), (111) のパターンについて図 8 に示すごとく q 重の Markov 過

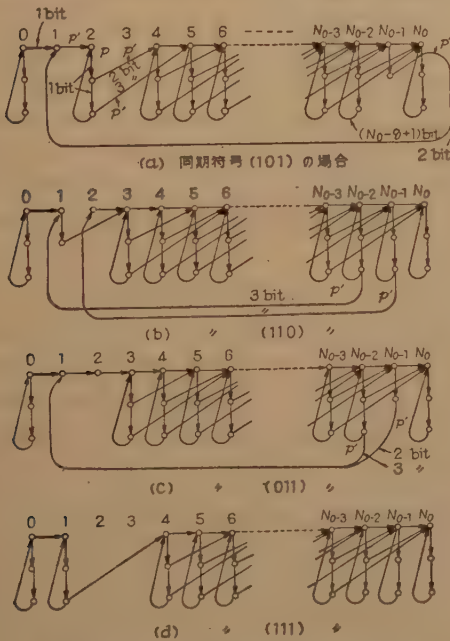


図 8 リセット式系列方式の状態遷移図
Fig. 8—Signal flow graphs of resetting sequence system.

程である。今ある状態において k_i 番目の同期パルスではじめて誤り検出できたとすると、 k_i を 2 つの独立事象の和にわけて

$$k_i = s_i + j_i \cdot q, \text{ ただし } \begin{cases} s_i = \{1, 2, \dots, q\} \\ j_i = \{0, 1, \dots, \infty\} \end{cases} \quad (5)$$

$$\therefore p(k_i) = p^{k_i-1} \cdot p' = p(s_i) \cdot p(j_i) \quad (6)$$

$$\text{ただし } p(s_i) = \sum_{j_i=0}^{\infty} p(k_i) = p^{s_i-1} \cdot \left(\frac{p'}{1-p^q} \right) \quad (7)$$

$$p(j_i) = \sum_{s_i=1}^q p(k_i) = p^{j_i q} (1-p^q) \quad (8)$$

ここに $p(s_i)$ は q 個の同期パルスの中 s_i 番目で誤り検出する確率、 $p(j_i)$ は j_i 個の長い径路を通る確率である。 $p(s_i), p(j_i)$ は規準化されており、期待値および分散はそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} E(s_i) &= \frac{1}{1-p} - q \frac{p^q}{1-p^q} \\ \sigma^2(s_i) &= \frac{p}{(1-p)^2} - q^2 \frac{p^q}{(1-p^q)^2} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} E(j_i) &= \frac{p^q}{1-p^q} \\ \sigma^2(j_i) &= \frac{p^q}{(1-p^q)^2} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$N_0 \gg q$ として同期パターン自身による影響を無視すれば復帰過程はパスカル分布で与えられ、

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N s_i &= \alpha, \quad \alpha = \{1, 2, \dots, N_0\} \\ \sum_{i=1}^N j_i &= \beta, \quad \beta = \{0, 1, \dots, \infty\} \end{aligned}$$

とおけば、 N 回の遷移で β 回長い径路を通る確率 $p_N(\beta)$ は

$$p_N(\beta) = p^{N^*} (j_i) = \binom{\beta + N - 1}{N - 1} p^{\beta q} (1 - p^q)^N \quad (11)$$

ここに、 N は一定値でなく確率分布をなす。図 8 に示すごとく必ずしも 1 フレームの遷移で復帰できるとはかぎらない。 h フレームの遷移で復帰する条件は s_i の総和 α が $h \cdot N_0$ に等しいことである。この条件をみたすすべての径路の総数 N は q 種類の群から a_s 個ずつつぎの条件をみたすように重複抽出した場合の数である。

$$\sum_{s=1}^q a_s = N, \quad \sum_{s=1}^q s \cdot a_s = h \cdot N_0 \quad (12)$$

故に N の生起確率 $p_h(N)$ は

$$p_h(N) = \sum_{\substack{\{a_s\} \\ (\sum s \cdot a_s = h \cdot N_0)}} \frac{N!}{a_1! a_2! \dots a_q!} \prod_{s=1}^q \{p(s)\}^{a_s} \quad (13)$$

$N_0 \gg q$ であるから h に関する各確率過程を独立と仮定すれば、 h の分布は幾何分布に近似され

$$p(h) = (1 - p_0)^{h-1} \cdot p_0 \quad (14)$$

$$\text{ここに } p_0 = \sum_{\text{all } N} \{p_h(N)\} = 1/E(s) \quad (15)$$

h の期待値 $E(h)$ および分散 $\sigma^2(h)$ は

$$E(h) = 1/p_0, \quad \sigma^2(h) = 1 - p_0/p_0^2 \quad (16)$$

N に関する分布は (13) に $h=1$ および (7) を代入し、規準化して

$$p(N) = \frac{1}{p} \sum_{\{s_i, a_i = N_0\}} \frac{N!}{a_1! a_2! \cdots a_q!} p^{N_0 - N} \left(\frac{1-p}{1-p^q} \right)^N \quad (17)$$

この式は簡単ではないが, $N_0 \gg q$ であるから

$$E(N) = \frac{N_0}{E(s_i)} = \frac{N_0}{\frac{1}{1-p} - q \frac{p^q}{1-p^q}} \quad (18)$$

分散は式 (17) を二項分布に近似して

$$\sigma^2(N) = \frac{p(1-p)(1-p^q)}{(1-p^{q+1})} \left(1 - \frac{1}{q} \right) N_0 \quad (19)$$

上の結果を総合すると, 全復帰過程における j の生起確率 $P(j)$ は $p(j)$ に関する複合確率関数であり

$$P(j) = p(h) [p(N) \{p(j)\}^{N^*}]^{h^*} \quad (20)$$

複合確率関数の期待値および分散は各々のモーメント母関数より求まるが⁽⁹⁾, さらに式 (16) において分離した $\sum s_i = \alpha$ に関する期待値および分散がそれぞれ $E(h)$ および $\sigma^2(h)$ に等しいから, これを加えて結局フレームを単位とした全復帰時間の期待値 $E_s(f)$ および分散 $\sigma_s^2(f)$ は

$$E_s(f) = E(h) + E(j) \cdot E(N) \cdot E(h) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \sigma_s^2(f) = & \sigma^2(h) + \sigma^2(j) \cdot E(N) \cdot E(h) \\ & + E^2(j) \cdot \sigma^2(N) \cdot E(h) \\ & + E^2(j) \cdot E^2(N) \cdot \sigma^2(h) \end{aligned} \quad (22)$$

式 (21) に (10), (16), (18), (19) を代入すれば $E_s(f)$ は簡単になり

$$E_s(f) = 1 + \frac{p}{1-p} + \frac{p^q}{1-p^q} (N_0 - q) \quad (23)$$

$N_0 = 100$ の場合の $E_s(f)$ および $\sigma_s(f)$ を図 6, 図 7 に示す。 q を増加せしめると急激に復帰時間が改善されそれぞれ $E(h)$ および $\sigma(h)$ に収束し, フレーム長 N_0 によらなくなる。 $q=2$ で $q_s(f)$ がむしろ増加しているのは $\sigma(h)$ の影響である。

一方リセット式跳越方式についても同じように解析されるが, 1 bit シフト式跳越方式に比してもまさるところがないので簡単な説明にとどめる。いま N_0/q の小フレームについて考えると, $N_0 \rightarrow N_0/q$, $q \rightarrow 1$ の 1 bit シフト式と同じであるから, 1 小フレーム遷移時間の期待値は式 (4) の $1/q$ である。同期系列引込時のパルスが丁度 $s=1$ にあたれば復帰完了し, その確率は $N_0 \gg q$ として充分長い遷移を経た後では定常的となるから $1/q$ に等しい。この過程の m 回の繰返後に復帰する確率は幾何分布であらわせるから, m の期待値は $E(m) = q$ となり, 結局同期復帰時間は 1 bit

シフト式の式 (4) に示される値に等しくなる。

4. リセット式系列方式の最適符号

同期パターンは, 一般に多重符号系列中最も生起確率の小さい系列を選ぶべきであるが, 一方リセット式系列方式においては同期引込過程(同期状態の $\pm q$ bit 以内の状態)はパターン自身の影響により状態遷移が異なる。(図 8) ここでは全系列中におけるすべてのパターンの生起確率を等しいとして, 最良の復帰特性を与える同期パターンを求める。

式 (21), (22) に示されるように, 復帰特性に h の分布の占める比重が大きい。 h の分布の現われる原因は同期引込時に不一致パルスが発生するためである。したがって最適符号は, これを常に一致せしめるようなパターンを求めることに帰着される。 q 個共すべて 1 (あるいは 0) より成るパターンはこの条件をみたし, 図 8 (d) の遷移図に示すように 1 フレームの遷移過程で必ず同期復帰し, $E(h) = 1$, $\sigma^2(h) = 0$ となり復帰特性は改善される。このパターンによる復帰時間の期待値 $E_s'(f)$ および分散 $\sigma'^2(f)$ を図 6, 図 7 中に点線で示す。

しかるにすべて同符号のパターンにおいては, 状態 1, N_0-1 , N_0-2 , ..., N_0-q+1 ではそれぞれ $q=1$, 1, 2, ..., $q-1$ のパターンを用いたに等しい。このことは q をいかに大にしても実質的に q の小さい状態が復帰過程に存在することで, したがって復帰特性をある程度以上改善できないことになる。さらに改善するには, 同期系列の前後で必ず誤り検出せしめることにより同期引込過程における $p(j_i)$ を 0 にすればよい。この条件は上にのべた 1 のみのパターンの前後に, それと反対符号の 0 を付加した系列 $S = (01110)$ を送信パターンとして用いることによってみたされる。受信パターン R は, $R = (0^*1110)$ として誤り検出ごとに元の系列のゼロ位置 (*印) にリセットせしめることが必要である。 R の最初の 0 は復帰特性に寄与するところが大きくないので省略して $R = (*1110)$ としてもよい。かくすれば状態遷移図は図 9 (a) に示され引込過程における $p(j_i)$ は 0 になり復帰時間は短くなる。受信側の回路構成は R がすべて同符号であれば簡単になるので, q は 1 個減少するが $R = (*111)$ を用いてもよい (図 9 (b) 参照)。

この符号を用いた場合の復帰時間の期待値 $E_s''(f)$, 分散 $\sigma''^2(f)$ をそれぞれ図 6, 図 7 中に鎖線で示す。 q は送信パターンの長さではなく, 受信パターンのリ

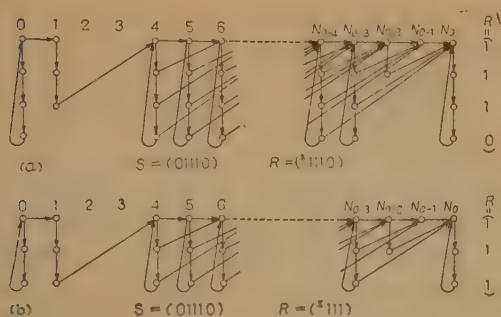


図9 最適符号を用いたリセット式系列方式の状態遷移図
Fig. 9—Signal flow graphs of resetting sequence system using optimum codes.

セット点以後の長さである。付加符号は同期引込特性を尖鋭にするものであって、前後1個ずつ以上増しても意味はない。

この結果によれば q がある程度大きければ同期くずれが生じて、ほとんど1フレームの障害にとどめることで、この点は調歩式同期と同じであるが、さらに同期パターンと同一パターンが信号中に生起しても同期くずれを生じない点において調歩同期にまさるものである。

図10に最適符号を用いたときのリセット式系列方式の復帰時間を N_0 に対し示す。同期方式の設計に用いることができる。

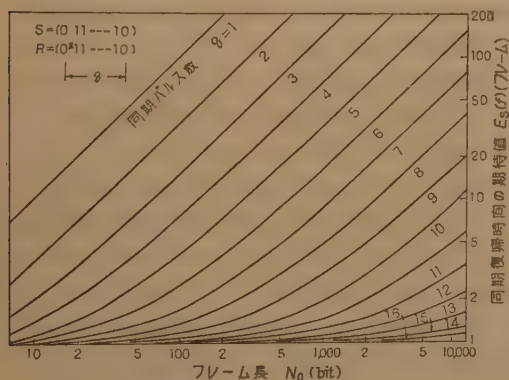


図10 最適符号を用いたリセット式系列方式の復帰時間特性

Fig. 10—Recovery characteristic of resetting sequence system employing optimum code.

5. フレーム構成による特性の改善

一般にフレーム内の同期系列は境界条件として与えられることが多いが、いま、これを任意にとり得るものとしていかにフレームを構成すれば最良の復帰特性が得られるか検討する。

跳越方式においては復帰時間 (bit 単位) はほぼ N_0 の自乗に比例し q に反比例した。したがって回線の利用率を考え q/N_0 を一定とすれば、復帰時間は N_0 に比例する結果を得た。一方リセット式系列方式においては、 q の小さいときは N_0^2 に比例し、 q がある程度以上大きくなると N_0 に比例する。したがって q/N_0 を一定にして N_0 を大にすると、やがて N_0^2 より p^q による効果が影響してくるため復帰時間は減少しはじめる。 q がある程度以上大になると q による減少は飽和するので、再び N_0 に比例して増加しはじめ、結局フレーム長 N_0 として最良の復帰特性を与える値があることが予想される。

いま基本となるフレームの長さを N_0 、その中に q 個の同期パルスが含まれるとし、このフレームを r 個まとめてフレーム長 $r \cdot N_0$ 、同期パルス $r \cdot q$ 個の大フレームを構成したとする。跳越方式においては

$$E_I(f) = \left(\frac{N_0}{q} \cdot \frac{p}{p'} + 1 \right) r \quad (24)$$

とあらわされ、 $E_I(f)$ は r に比例することがわかる。リセット式系列方式においては式 (23) より

$$E_s(f) = \left\{ 1 + \frac{p}{1-p} + \frac{r p^{r q}}{1-p^{r q}} (N_0 - q) \right\} r \quad (25)$$

であり、計算の結果を図11に示す。 $q=1$ の場合は r

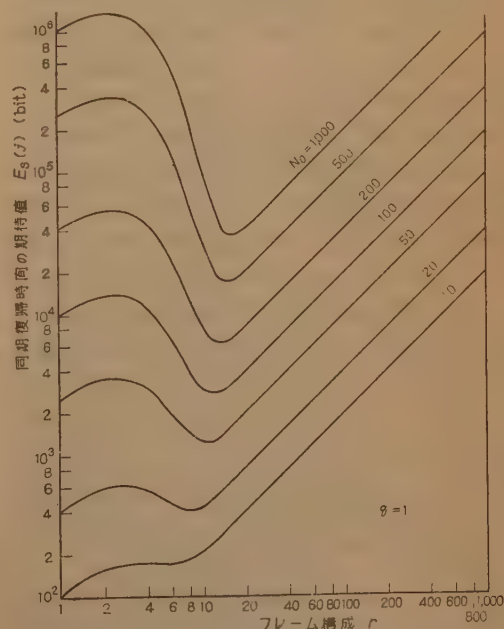


図11 フレーム構成による復帰特性の改善
Fig. 11—Improvement of recovery characteristics by composing long frame.

を増すと復帰時間は一たん大きくなるが、この範囲では p' による減少より r' による増加が大きく影響するためである。 $r=8\sim 16$ 程度で最良の特性が与えられ、 N_0 が 1,000 のときは 16 フレームを 1 つにまとめることにより復帰時間は約 1/30 に減少する。 q の大きい場合も同様に求められるが、元来 q が大きいのであるからフレーム構成による改善度は小さい。なお最適符号を用いれば、さらに改善されることは言うまでもない。

一般にデジタル同期方式においては同期符号自体が伝送途中で雑音、瞬断等により誤った場合は必ず同期くずれを生ずる。継続時間の短い瞬断の生じ易い場合は、大フレーム構成により同期くずれの生起確率が小になるので、雑音に強い同期方式であると言える。実際に同期方式の決定に際しては、前記境界条件はもちろん、信号あるいは雑音、瞬断等の統計的性質を充分考慮に入れなくてはならない。

6. 同期安定度の改善

デジタル同期においては同期系列自体に誤りが生じたときは受信側にハンチングを生ずる。真の同期くずれの場合は直ちにハンチングしてなるべく短時間で復帰すべきであるが、単なる符号誤りの場合にもハンチングを生ずることは同期安定性を損うので好ましくない。伝送路における符号誤りの確率は一般に非常に小さく、2 フレームにわたって相続いて誤りの生じる確率はさらに小さいが真の同期くずれの場合には、ほとんどすべてのフレームに誤りが検出される。この相違を利用して同期安定度を改善することができる。誤り検出した場合にまず 1 フレーム期間ハンチングを保留せしめ、つぎのフレームの同期系列にも誤りが生じているか否か判断し、誤りの発生しているときのみハンチングせしめる。かくすれば真の同期くずれのときに復帰時間は 1 フレーム長くなるが、同期安定度は著しく向上し、同期系列が誤りを受ける確率を 10^{-4} としても、1 フレーム保留することにより 10^{-8} 近くの安定性を有

すること
になる。
ハンチ
ング保留
の回路は
簡単で、
図 12 に

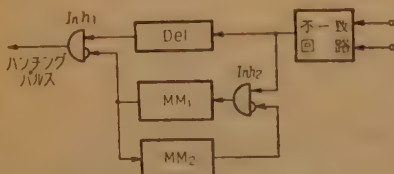


図12 ハンチング保留回路の一例
Fig. 12—An example of hunting reservation circuit.

示すように誤りが1つ発生すると、まず単安定マルチ MM_1 で1フレーム期間禁止、保留せしめ、つぎのフレームの同期時点に禁止回路 I_{nh} を開く。そこで再び誤りが生ずればハンチングをして復帰するが、単なる符号誤りの場合はハンチングを生じない。単安定マルチ MM_2 は同期復帰時間よりやや長めに調整され、復帰過程において MM_1 が動作して復帰時間を遅らせるのを防ぐ。 Del は MM_1, I_{nh}, I_{nh} による時間遅れを補償する遅延回路である。この例においては、真の同期くずれに対する判断は2フレーム間の誤りの発生状況に基づくものであるが、障害を与える回線雑音の統計的性質によっては、セクエンシャルろ波器等の論理回路により、相続く系列群に対して種々の判断機能を与えることもできる。

7. 同期復帰過程シミュレータの試作と実験

いままでののべてきたデジタル同期方式の実験を行なうため、復帰過程シミュレータを試作し実験を行ない、その結果理論値と良い一致をみた。

シミュレータは送信部と受信部よりなり、クロック周波数 10 kc、フレーム長 $N_0=100$ 、同期パルスは $q=1\sim 5$ まですべての配列にプログラムできるように構成した。現在のところ同期パルスはすべてオンのみとなっている。他の回線のパルスはサイラトロン雑音発生器によりオン・オフ変調され、その生起確率は 0~1 の間で可変である。

復帰過程は送信部において手動電鍵により 1 bit 同期パルスを除去し、受信側に同期くずれを発生せしめる。送受信部とも同じ回線分離回路を持ち、ハンチングは 1 bit シフト方式とリセット方式を切換使用できるようにした。復帰時間の測定は、同期くずれを生ぜしめたときから、送受の同期系列が一致するまでの時間に入ったクロックを計数することにより求めた。

図 13 にシミュレータのブロック図を示す。回線分離回路はデカトロン二段で、その出力はマトリクスで任意にプログラムされて同期符号 $Q_1\sim Q_n$ を発生する。同期パターン S は $S=Q_1VQ_2V\cdots VQ_n$ であり、これとサイラトロン雑音発生器により変調されたパルスとの「OR」がとられ、 I_{nh} を経て多重符号系列 b として受信部へ送られる。 BM (双安定マルチ)、 MM (単安定マルチ) および I_{nh} (禁止回路) よりなる回路は同期くずれ発生回路で、電鍵を押すと BM は「ON」になり、同期パルス時点に MM をトリガして BM を復旧せしめ、 MM の出力は I_{nh} によって同期符号の

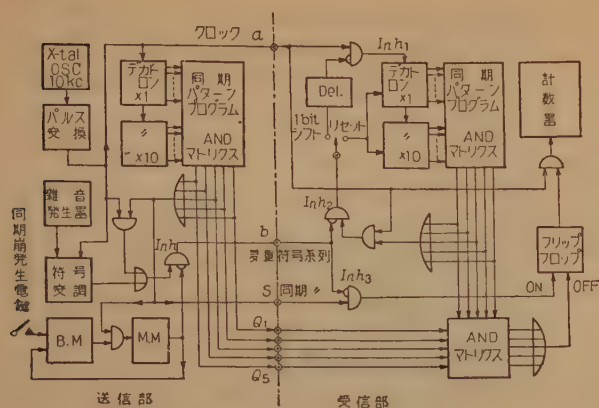


図13 同期復帰過程シミュレータのブロック図

Fig. 13—Blockdiagram of synchronizing process simulator.

1つを禁止して受信側に同期ずれを生ぜしめる。

受信部においては送信部からのクロックによりデカトロンを歩進せしめ、プログラムマトリクスを経て同期パターンを作る。このパターンは $I_n h_2$ において送信パターンと比較され、誤り検出ごとに 1 bit シフト方式では $I_n h_1$ でクロックを禁止し、リセット方式ではデカトロンをリセットする。

同期ずれ発生時刻は $I_n h_3$ により S を b で禁止することにより得られ、終了時刻は送受パターンの「AND」で与えられ、その期間のクロックパルス数をカウンタで計数する。同期パターンは 1 のみであるから、誤接続未発見の確率 p はパルスの生起確率に等しく、全系列のパルスをカウンタによって長時間平均をとることにより求められる。

このシミュレータによって $q=1\sim 5$ までの 1 bit シフト方式とリセット方式の系列方式について実験した結果を図 6、図 7 に示す。パターンは 1 のみであるから同図中 $E_s'(f)$, $\sigma_s'(f)$ に相当する。両方式共に実験値と理論値はかなり良い一致を示している。

8. 結 言

多重符号伝送のフレーム同期にデジタル同期方式を用いると、他のアナログ方式併用のロングタイム同期⁽⁴⁾に比し復帰時間が短縮され、かつ調歩式と異なり多重符号系列中に同期パターンと同一パターンが生起しても同期ずれを生じない。回路も比較的簡単な構成で実現できる。本方式の解析と実験について詳細にのべてきたが、その結論をまとめると

(1) デジタル同期方式は、つぎの 2 つに代表される。

1 bit シフト式跳越方式

リセット式系列方式

1 bit シフト方式においては誤発見できない同期パルスの数 r はパスカル分布をなし、復帰時間は q に反比例して改善される。

(2) リセット式系列方式は q を増すと急激に復帰時間が改善され、1 bit シフト式跳越方式に比しすぐれた復帰特性を示す。

(3) リセット式系列方式の最適符号はすべて同一符号よりなるパターンで、パターンの両側に反対の符号を付加することにより、 q がある程度以上大きければほとんど 1 フレームで復帰する。

(4) リセット式系列方式で大フレーム構成にすると同じ回線の利用率で復帰特性が改善される。

(5) ハンティング保留により、同期安定度を著しく高めることができる。

(6) シミュレータによる実験の結果は解析結果と良く一致した。

上の実験の他に試作多重定差変調端局装置の同期方式として $q=1$ の場合を用いたが⁽¹⁰⁾、現在良好に動作している。

デジタル通信、多重 PCM の同期方式として本方式の応用の途は広いと思われるが、今後伝送信号、雑音、瞬断等の統計的性質、あるいはビット同期のずれによる影響等を含め検討してゆきたいと思っている。

本研究を進めるにあたり、種々御指導御べんたつ賜わった当研究所小林所長、鈴木第 2 研究室長代理、出川電子機器工業部長、有益な御討議いただいた文部省総合研究「符合変調による通信方式に関する基礎研究委員会」の各委員に深く感謝する次第である。

文 献

- (1) D.A. Huffman: "The synthesis of linear sequential coding networks", C. Cherry, Information Theory, p 77, Butterworths Sci. Pub., London, (1955).
- (2) R.H. Barker: "Group synchronizing of binary digital systems", W. Jackson, Communication Theory, p 273, Butterworths Sci. Pub., London, (1953).
- (3) D.B. James, J.D. Johannesen: "A remote line concentrator for a time-separation switching experiment", B.S.T.J., 39, 1, p 31, (Jan. 1960).
- (4) J.M. Manley: "Synchronization for the PCM receiver", Bell Lab. Rec. 27, 2, p 62, (Feb. 1949).
- (5) S.M. Schreiner, A.R. Vallarino: "48-channel PCM system", I.R.E. Conv. Rec. Pt. 8, (1957).

- (6) 鈴木, 金子: “時分割多重 PCM に於ける同期方式”, 昭 33 信学全大 265.
 (7) 金子: “多重 PCM に於ける同期方式 (第2報)”, 昭 34 連大 1136.
 (8) 中込: “調歩式印刷電信の調歩崩れによる誤字”, 信学誌, 38, 4, p 290, (昭 30-04).
 (9) W. Feller: “An introduction to probability theory and its applications, I”, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, (1957).
 (10) 仲丸, 金子: “定差変調方式とその装置”, 電子工業, 8, 8, p 671, (昭 34-08).

付 録

式 (15) はつぎのように近似計算される。図 8 の遷移図において N_s が無限遠にあると仮定し, 充分多くの状態遷移を経た後では遷移過程は定常的となり, 各

状態へ落ちる確率は一定値 P に収束する。このとき遷移図上の縦断面から右方へ遷移する確率は 1 であるから, 全有向線の総和は 1 に等しくなくてはならない。

$$P \cdot p(s=1) + 2 P \cdot p(s=2) + \dots + q P \cdot p(s=q) = 1$$

しかるに $\sum_{s=1}^q s \cdot p(s) = E(s)$ であるから $P = 1/E(s)$ 厳密には同期引込過程のパターンによって異なるが, いますべてのパターンの平均として考えれば N_s なる状態で復帰する確率 p_s は P に近似できる。故に

$$p_s = P = \frac{1}{E(s)} = \frac{1}{\frac{1}{1-p} - q \frac{p^q}{1-p^q}}$$

(昭和 35 年 4 月 12 日受付)

UDC 621.382.2

エサキダイオードの電気的特性*

正 員 古 川 吉 孝

(電気通信研究所)

要約 エサキダイオードの電気的特性はダイオード製作に使用した素材の比抵抗または電子(正孔)濃度に強く依存している。本論文はゲルマニウムを用いたエサキダイオードの極大電流, 時定数の電子濃度依存性を広範囲の電子濃度により測定した結果を結果を示すものである。200 A/cm² の極大電流 9.5 × 10⁻¹⁰ sec の時定数を観測した。さらに, ダイオードの温度依存性, ふん囲気の影響についての実験結果を示す。

アンチモン添加のゲルマニウムを用いたダイオードは砒素, 燐添加のゲルマニウムを用いたダイオードに比し種々の点で著しい特性上の相違を示し, この相違は電子の実効質量の差に基づくと考えることにより定性的に説明し得ることを見出した。

1. 序 言

ゲルマニウムを用いたエサキダイオードが発表⁽¹⁾されて以来, Si, GaSb, GaAs, InSb 等の素材を用いてダイオードを作ることが試みられ, 特に時定数を小さくする目的から InSb のごとき実効質量の小さい金属間化合物が注目を引いた。

しかしゲルマニウムを用いても 10⁻¹⁰ sec 程度の充分小さな時定数が得られること, およびこの物質の取扱いは他の素材に比し極めて容易である点でゲルマニウムは極めて実用性に富む材料であると思われる。このような理由に基づき本論文においてはまずゲルマニウムを取上げた。

ところで, ゲルマニウムを用いたエサキダイオード

の電気的特性については既に種々報告があるが^{(1)~(3)}, これらの論文では電気的特性の電子濃度依存性に対する見通しは不明瞭であった。

一方, ダイオードの設計上, 極大電流, 時定数の電子濃度依存性を広範囲の電子濃度にわたり明らかにすること, および電流電圧特性の温度依存性を知ることが必要であった。

本論文の主目的は N 形ゲルマニウムを用いたエサキダイオードについて上記依存性を広範囲の電子濃度にわたり測定した結果を報告することにある。

2. 結晶およびダイオードの製作

アンチモン, 砒素, 燐を各々単独に添加して N 形ゲルマニウム結晶を作成した。

N 形不純物を有効かつ大量に添加し, その際, 不純物の蒸気が大気中に漏れることを防止するためにつぎのような方法を用いた。すなわち, 下端を封じた石英

* Electrical Characteristics of Esaki-Diodes. By YOSHITAKA FURUKAWA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3269]

管内に黒鉛ルツボを置きこの中にゲルマニウムを入れる。石英管の上端には不活性ガスの入口、出口、および不純物投下装置が設けてある。ゲルマニウムを不活性ガス気流中で融かし、ついでガスの入口、出口を閉じて密封状態にしてから不純物を投下する。不純物は一部分はゲルマニウムに直ちにとけこみ大部分は蒸気化するが、この状態に暫時保つことにより気相から不純物がゲルマニウムにとけこみ添加が有効に行なわれる。充分添加が行なわれた後徐冷し、蒸気化した不純物が管壁に全部付着した後ゲルマニウムを取出す。

不純物添加後表面のエッチを行ない、結晶引上装置により単結晶を製作する。

図 1 に示すごとく、引上げた結晶の下部は不純物の濃度が溶解度を越える場合多結晶となる。われわれの実験では砒素の場合 $4 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ 、アンチモン

の場合 $6 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ に達するとこの現象が現われた。燐の場合にはまだ溶解限度を得ていないが、 $4.5 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ ではこの現象は現われない。

図 2 は上述のごとき方法で製作した単結晶ゲルマニウムの 293°K における比抵抗 $\rho (\text{ohm-cm})$ と電子濃度 $n (\text{cm}^{-3})$ との関係を示す。 n はホール係数 R を測定し $R = 1/en$ の関係より求めた。 e は電子電荷である。

図 2 は砒素、アンチモン添加の場合を示している。燐添加の場合は単結晶の上部と下部における電子濃度の差が小さく、 $1.8 \times 10^{19} \text{cm}^{-3} \sim 4.5 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ の範囲のみを測定したが、この範囲内では砒素添加の場合とほぼ一致している。

図 2 から解るように、同じ n の値に対しアンチモン添加のゲルマニウムは砒素、燐添加のものよりも比抵抗が低い。すなわち電子易動度 $\mu_n (= 1/en\rho)$ が高い。このことは大量の不純物を添加した場合、アンチモンは砒素、燐と共に周期律表で同じ五属に属する元素で



図 1 砒素添加ゲルマニウム単結晶 結晶の下部に砒素の異状析出が見られる
Fig. 1—Photograph of As-doped germanium single crystal. Tail end of crystal exhibits anomalous precipitation.

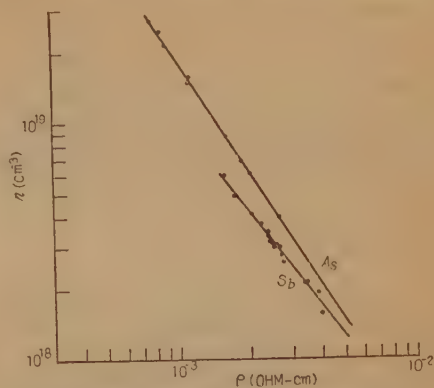


図 2 比抵抗と電子濃度との関係

Fig. 2—Electron concentration versus resistivity curves for As- and Sb-doped germanium at 293°K .

あるにもかかわらず電気的特性の議論にあたって区別して考えねばならぬことを示している。

この現象に対し最初はつぎのような理由を考えた。すなわち砒素、燐を添加した場合に限り結晶中に大量の P 形不純物または格子欠陥が導入され、電子濃度は $n = N_D - N_A$ であるにもかかわらず電子の散乱中心が $N_D + N_A$ に増大し、 N_A が大であるために易動度が小さい。ここに N_D, N_A は N 形、 P 形不純物濃度である。

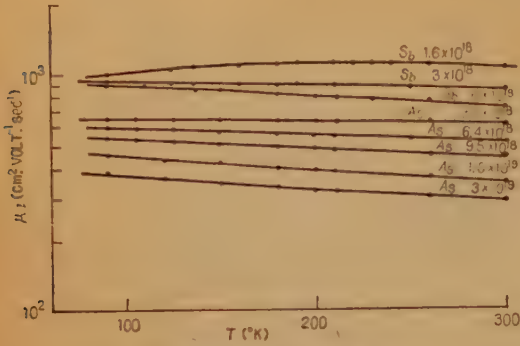
この考えにしたがえば図 2 のごとき易動度の大きな差を説明するためには N_A は N_D と同程度の大きさでなくてはならない。しかし分光分析の結果、このような大量の P 形不純物を検出し得なかった。またエッチピット濃度はいずれのゲルマニウムにおいても同程度である。したがってこの現象は上述のごとき補償効果 (Compensation effect) によるものでない。

そこでこの原因についてつぎのように考えた。すなわち砒素、燐添加のゲルマニウムの電子の実効質量 m_n^* がアンチモン添加のものより大きいからであると仮定する。この仮定によれば後述のごときダイオードの温度変化の相違をも定性的に説明することができる*。

これらのゲルマニウムは室温において既に縮退し、室温以下の温度における n は一定であった。しかし μ_n は図 3 のごとく温度に依存している。

ダイオードは合金法により製作した。すなわち水素気流中で 0.5% のガリウムを含むインジウム (直径約

* 電子の散乱に対する緩和時間を τ とすると $\mu_n = e\tau/m_n^*$ である。したがって μ_n は m_n^* によっても、また τ によっても変わり得るが、ここでは m_n^* による相違が支配的であるとした。



図中の数値は電子濃度 [cm⁻³]
図3 電子移動度と温度との関係

Fig. 3—Temperature dependence of electron mobility in heavily doped germanium. Electron concentrations are given in this figure.

250 ミクロン) をゲルマニウムと合金せしめた。合金の条件は 10 分間の加熱により最高温度 550°C に達した後、直ちに冷却過程に入り、毎分 80~90°C の割合で急冷する。このような合金条件を用いるのは不純物の拡散により接合内の電界強度が弱まることを防止するためである。

ダイオードは図4に示すごとく通常のトランジスタ用ヘッダに取付けた。素子を実際に応用する場合にはもちろん低インピーダンスマウントを行



図4 通常のトランジスタ用ヘッダにマウントしたエサキダイオード
Fig. 4—Photograph of an Esaki-diode mounted on a conventional header.

なわねばならぬが、前述のごとき極大電流、時定数の電子濃度依存性を測定する目的から低インピーダンスマウントには考慮を払わなかった。

上記合金条件下で製作したダイオードの極大電流 I_P (Peak current) と極小電流 I_V (Valley current) の比, I_P/I_V は砒素添加の場合室温において 8 程度、アンチモン添加の場合 2.5 程度である。

I_P はトンネルの確率

$$Z = \exp \left\{ -\alpha \left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p} \right)^{1/2} \right\}$$

に比例することが解っている⁽¹⁾。この α は電媒常数 ϵ , エネルギー・ギャップ E_g (正確には $E_g + (E_V - E_C)$, 電子の既約実効質量 m_r (reduced effective mass)* によって定まる定数 (温度により変化する), n, p はダイオードの n 側, p 側における電子および正孔濃度を示す。

著者の製作したダイオードについて $\log I_P$ を $\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p} \right)^{1/2}$ に対しプロットしたものが図5である。

p は直接測定できないが図5において 10^{20}cm^{-3} と

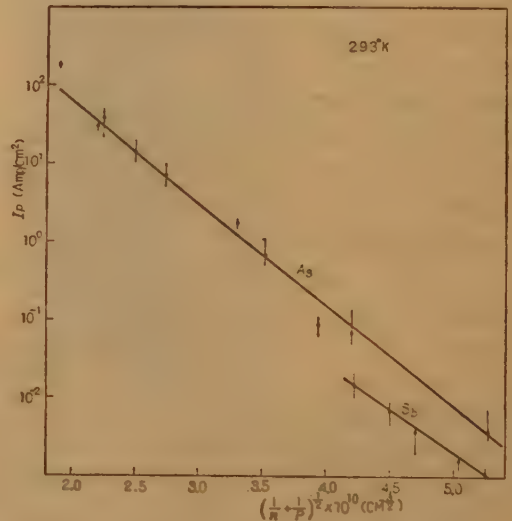


図5 I_P と $\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p} \right)^{1/2}$ との関係

Fig. 5— I_P versus $\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p} \right)^{1/2}$ curves for As- and Sb- doped germanium at 293°K.

仮定した。

接合は完全に階段状 (abrupt transition) であり, I_P は接合内の最大電界強度で決まると仮定した場合

$$\alpha = \frac{\pi^2 m_r^{1/2} \epsilon^{1/2} E_g}{h_e}$$

となる⁽⁴⁾。ここに h はプランクの定数である。

上記仮定と図5に示す直線の傾斜より砒素添加の場合

* 既約実効質量 (reduced effective mass) はつぎの式から求まる。すなわち運動量 P の場合は導電帯と充滿帯の間のエネルギーギャップを P_0 (P_0 は最小のエネルギー・ギャップを与える運動量) の周りで展開して
 $\epsilon_c(P) - \epsilon_v(P) = \epsilon_0 \left[1 + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(P_i - P_0)(P_R - P_0)_i}{i! h} \right] / m_{ih} \epsilon_0^{1/2}$ とした場合

$$m_r^{-1} = \sum_i \left[(\cos^2 r_i) / m_i \right]$$

で与えられる。ここに m_i^{-1} はテンソル m_{ih}^{-1} の主値, r_i はテンソル m_{ih}^{-1} の主軸と接合内の電場の方向との成す角である。 ϵ_0 は最小のエネルギー・ギャップを表わす。

合 $m_r=0.08m_0$, アンチモン添加の場合, $m_r=0.06m_0$ を得た。 m_0 は自由電子の質量である。 m_r/m_0 の値については最近エサキダイオードの電流-電圧特性の静水圧依存性より0.05と言う値が報告⁽⁵⁾されたが、いずれにしても接合内の電場の様子が正確に解らないのであるからこれらの値は m_r に対する目安を与える程度でありはば一致していると言えよう。

図5に示すごとく、同一の $\left(\frac{1}{n} + \frac{1}{p}\right)^{1/2}$ の値に対する I_P は砒素添加の場合の方がアンチモン添加の場合より大である。

トンネル効果に基づく電流分は、導電帯の状態密度に関係し、状態密度は球面状のエネルギー表面を仮定すれば

$$\frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{2m_n^*}{h^2} \right)^{3/2} (E - E_C)^{1/2}$$

で与えられる。したがって前述のごとく m_n^* の相違を仮定すれば、図5に示した I_P の相違が説明できると思われる。

3. ダイオードの極大電流 I_P の温度特性

I_P の温度特性の実験結果を図6に示す。表1に実験に使用したダイオードの諸性質を示す。測定温度範囲は $77^\circ \sim 293^\circ \text{K}$ であり、 I_P はこの温度範囲内での最大値が1となるように表わした。

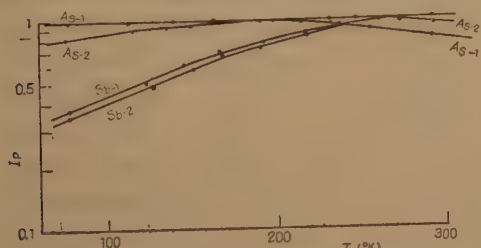


図6 ピーク電流と温度との関係

Fig. 6—Temperature dependence of peak currents of germanium Esaki-diodes.

表1 試料の性質

試料	不純物	$n(\text{cm}^{-3})$	$I_P(293^\circ\text{K})$	単位面積あたり $I_P(293^\circ\text{K})$
As-1	As	2.5×10^{19}	35.8 mA	38 A/cm ²
As-2	As	6.1×10^{19}	64 μA	7×10^{-2} A/cm ²
Sb-1	Sb	6.0×10^{19}	18.4 μA	1.5×10^{-2} A/cm ²
Sb-2	Sb	4.9×10^{19}	6.2 μA	4×10^{-3} A/cm ²

この場合においても、アンチモン添加のゲルマニウムと砒素添加のゲルマニウムに著しい相違が見られる。この相違は前述のごとく m_n^* の相違と考えるとにより定性的に説明できる。

以下に I_P の温度特性の定性的な考察を述べる。

ダイオードのトンネル効果に基づく電流分 I は現象論的につぎのように書ける⁽¹⁾。

$$I = KZ \int_{E_C + eV}^{E_V} \left\{ \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - \zeta - eV}{kT}\right)} - \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - \zeta}{kT}\right)} \right\} \sqrt{E_V - E} \sqrt{E - E_C - eV} dE \quad (1)$$

$$\text{ここに } K = \frac{1}{8\pi^4} \left(\frac{2m_n^*}{h^2} \right)^{3/2} \left(\frac{2m_p^*}{h^2} \right)^{3/2}$$

ただしスピンの向きはトンネルの前後において保存されると仮定した。

E_C , E_V は導電帯および充満帯のエネルギー端、 ζ はフェルミ準位、 k はボルツマン常数である。

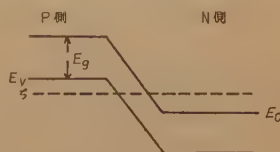


図7 零バイアスにおけるエネルギーダイアグラム

Fig. 7—Schematic energy diagram of Esaki-diode in thermal equilibrium condition.

E_C , E_V , ζ 等のエネルギーの関係は図7に示す。

式(1)から明らかなごとく、ダイオードの温度特性は Z , および式(1)の積分項の温度特性から決まる。

Z は $E_g + (E_V - E_C)$ に関係し、 E_g は純粋のゲルマニウムの場合

$$E_g(T) = E_g(0) - \beta T \quad \beta = 3.7 \times 10^{-4} (\text{eV/T})$$

のごとき温度変化を示す。

$E_V - E_C$ は後述のごとく、負の温度係数を有する。したがって Z は I_P に対し正の温度係数を与える方向に作用し、 n が大なる程この作用は小さい。

積分項は $V = V_P$ (V_P は I_P を与える電圧) においてつぎに述べるような近似を行なって求めた。すなわち被積分関数中のフェルミ関数の差を示す項は $(E_C + eV_P \sim E_V)$ の範囲内において1であるとする。この近似により積分は

$$\frac{\pi}{8} (E_V - E_C - eV_P)^2$$

となり、さらに

$$eV_P \approx \frac{E_V - E_C}{2}$$

を考慮すれば

$$\int_{E_C+eV_P}^{E_V} \left\{ \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - \xi - eV_P}{kT}\right)} - \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - \zeta}{kT}\right)} \right\} \sqrt{E_V - E} \sqrt{E - E_C - eV_P} dE$$
$$\approx \frac{\pi}{8} \left(\frac{E_V - E_C}{2} \right)^2 \tag{2}$$

となる。

式(2)を書直せば

$$\frac{\pi}{8} \left\{ \frac{(E_V - \zeta) + (\zeta - E_C)}{2} \right\}^2$$

となり、 $E_V - \zeta, \zeta - E_C$ は金属におけると同じ取扱いで、つぎのごとく表わされる⁽⁹⁾。

$$E_V - \zeta = \zeta_P \left[1 - \frac{\pi^2}{12} \left(\frac{kT}{\zeta_P} \right)^2 \right]$$
$$\zeta_P = \frac{h^2}{2m_P^*} (3\pi^2 p)^{2/3}$$
$$\zeta - E_C = \zeta_n \left[1 - \frac{\pi^2}{12} \left(\frac{kT}{\zeta_n} \right)^2 \right]$$
$$\zeta_n = \frac{h^2}{2m_n^*} (3\pi^2 n)^{2/3} \tag{3}$$

したがって $V = V_P$ における積分項は式(2),(3)を考慮することにより I_P に対し負の温度係数を与える方向に作用し、この作用は n が大なる程、また低温における程小さい。低温においては Z による作用が支配的となり I_P は正の温度係数を示す。また式(3)において明らかなごとく、 m_n^* の大なるほど式(1)の積分項の温度変化が増大する。このことは砒素添加の場合とアンチモン添加の場合の I_P の温度特性の相違に説明を与えるものである。

上述の議論はすべて式(1)に基づくものである。しかし式(1)は電子の遷移に対し、エネルギー保存は考慮しているが運動量保存に対しては考慮を払っていない。すなわち直接遷移の場合のみを取扱う式である。したがって定量的な考察を行なうためには間接遷移をも含む厳密な式を必要とする。

さらに不純物を大量に添加した場合の導電帯のエネルギー端の変形を考慮する必要がある。極低温におけるゲルマニウムエサキダイオードの電流-電圧特性は、砒素、磷添加のゲルマニウムのエネルギー端が純粋のゲルマニウムの場合に比し著しく変形しており、電子の状態密度が変化していると仮定することにより説明できることが示されている⁽⁷⁾。この状態密度の変化は、われわれが取扱った m_n^* の相違と同等であると考える。

試料 Sb-2 の場合、 $E_V - E_C$ の変化を無視できるとして図6の低温度領域における直線部分の傾斜と図5より実験的に求めた α からエネルギー・ギャップの温度変化率 β を求めた結果 $3.7 \times 10^{-4} (eV/T)$ であった。この値は純粋のゲルマニウムの場合の測定結果⁽⁹⁾と一致している。このことはアンチモンの場合には大量の添加にもかかわらず導電帯のエネルギー端が純粋のゲルマニウムの場合と大差ないことを示すものと考ええる。

図6から解るように、砒素添加のゲルマニウムの場合、 I_P, V_P の温度変化は比較的小さい。しかし I_V の変化はいずれのダイオードにおいてもかなり大であり常に正の温度係数を有する。77°K における I_P/I_V は砒素の場合、25~30程度、アンチモン添加の場合6程度であった。

4. ダイオードの時定数

ダイオードを増幅素子として用いた場合の利得帯域幅積、発振素子として用いた場合の最高周波数、スイッチング素子として用いた場合のスイッチング速度は、 $1/RC$ に関係している。 R は負性抵抗の絶対値の最小値であり C はそのときの接合の容量である。

このように RC はダイオードの応用に際し極めて重要な量である。

実験に際し R はカーブトレサ⁽⁹⁾より、また C はダイオードと既知のインダクタンスを有するコイルと

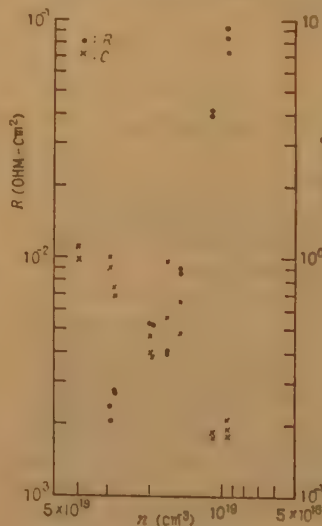


図8 R, C と n の関係 (As 添加ゲルマニウム)

Fig. 8— R, C versus n relation for Esaki-diodes made of As-doped germanium.

でタンク回路を作り、発振周波数を測定することにより求めた。測定した発振周波数はもちろん、ダイオードの直列抵抗により制限される最高発振周波数より低い。この方法⁽⁹⁾で求めた C は低インピーダンスブリッジで求めた値と一致する。

著者の作製した試料について R および C を n に対してプロットしたものを図8に、また

RC を n に対しプロットしたものを図9に示す。RC の最小値は 9.5×10^{-10} secであった。この値は製作技術の進歩によりさらに小さくなるものと考えられる。

なお、付録1においてゲルマニウムの場合のCRの最小到達限度に関する考察を述べる。

図8に示した単位面積あたりの接合容量は、接合が完全に階段状であると仮定した場合の理論式(付録1式(1))から求めた

値に比してかなり小さい(1/3以下)。この原因としては、(1)ダイオード製作に使用したインジウム小球中のガリウム濃度が、完全な階段状接合を作るためにはなお不足している(2)接合面積を過大に測定した(3)理論式そのものがエサキダイオードの場合適用できない、が考えられるが確定的なことは不明である。

Rに関しては、同じ電子濃度の素材を用いて製作したダイオードにおいても、 I_P/I_V が大なるダイオード程 R が小である。したがって I_P/I_V が大なることは小さなRCが得られると言う点においても、また回路に応用した場合必要とする電力が少なくすむと言う点においても有利である。この点で、アンチモン添加のゲルマニウムは実用性に欠ける。

5. ふん囲気の影響

エサキダイオードは表面の影響を受けることがないとされている、事実、試料を水道水で数時間煮沸した後において I_P, I_V に変化を認め得なかった。また10%の食塩水で1時間煮沸する操作を10回繰返したが、図10に示すごとく I_P, I_V に変化を認め得ない。この場合、ダイオードは煮沸後ろ紙で水分を去除のみであり、水洗、再エッチ等は行っていない。ゲルマニウムの

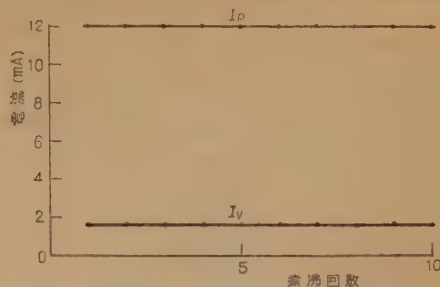


図10 $I_P \cdot I_V$ の煮沸試験に対する影響

Fig. 10—Esaki-diode is insensitive for the boiling test.

表面は完全に光沢を失し、インジウムは黒変している。

6. 結 言

エサキダイオードの I_P, RC と電子濃度との関係を著者の製作せる試料につき測定した。この実験で得られた最大の I_P 、最小の RC は砒素添加ゲルマニウムを使用した場合それぞれ 200 A/cm^2 、 $9.5 \times 10^{-10} \text{ sec}$ であった。

アンチモンのゲルマニウムにおける溶解度は $6 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ であり、したがってアンチモン添加ゲルマニウムを使用したエサキダイオードの I_P は 10^{-2} A/cm^2 以下に限られる。かつこのダイオードの I_P/I_V は室温において2.5程度であり砒素添加ゲルマニウムの場合の値(約8)と比較すると著しく劣る。これらの点より、アンチモン添加ゲルマニウムはエサキダイオード用の素材としては不適当であると言える。

図2, 5, 6で明らかなごとく、われわれはアンチモン添加のゲルマニウムを用いたダイオードの特性が、砒素添加のゲルマニウムの場合と著しく異なることを示し、この相違は既約実効質量の相違によると仮定することで定性的に説明できることを示した。このようにダイオードの特性が不純物の種類に依存していると言うことから2種類以上のN形不純物、たとえば砒素とアンチモンを同時に添加することによってダイオードの特性を改良することができるとも考えられる。この点についてさらに実験を進めるつもりである。なお、RC がどこまで小さくできるかと言う問題は I_P がどこまで大きくなり得るかと言う問題と、過剰電流がどこまで小さくできるかと言う問題に関連し、エサキダイオードの一つの大きな問題であろう。

終りに、本研究の機会を与えられ、種々御指導を賜わった喜安次長、新美半導体室長、結晶製作に御便宜を願った高橋研究主任、容量測定に御助言下さった伏見電子応用室長補佐、新妻英雄氏に衷心より感謝の意を表わす次第である。

文 献

- (1) L. Esaki: Phys. Rev. **109**, p 603, (1958).
- (2) T. Yajima, L. Esaki: J. Phys. Soc. Jap. **13**, p 1281, (1958).
- (3) H.S. Sommers: I.R.E. **47**, p 1201, (1959).
- (4) McAfee et al: Phys. Rev. **83**, p 650, (1951).
- (5) S.L. Miller et al: Phys. Rev. Letter **4**, p 60, (1960).
- (6) たとえば C. Kittel: "Introduction to solid state physic", Wiley p 257, (1956).
- (7) N. Holonyak et al: Phys. Rev. Letter **3**, p 167, (1959).
- (8) Macfarlane et al: Phys. Rev. **108**, p 1377, (1957).
- (9) 新妻英雄: 通研 応資 35-05 (1960).

付録 RCの最小到達限度の評価

Rはダイオードの負性抵抗領域に現われる過剰電流(excess current)の性質が明らかでない現在、理論的に評価できない。しかし負性抵抗領域におけるRは零バイアスにおける $(dV/dI)_{V=0}$ より常に大であると言う事実。さらに、零バイアスにおけるCは負性抵抗領域における値より小であると考えられることより、 $(C \frac{dV}{dI})_{V=0}$ は与えられたゲルマニウムに対し到達し得る最小限のRC値よりさらに小さな値を与えるであろう。つぎに $(C \frac{dV}{dI})_{V=0}$ を評価する。

零バイアスにおけるCは

$$C = 4 \times 10^{-10} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{n} + \frac{1}{p}}} \text{ (F/cm}^2\text{)} \quad (1)$$

となる。また $V=0$ における dV/dI は本文中の式(1)におけるフェルミ関数の差を表わす項を δ 関数として取扱うことにより

$$\left(\frac{dV}{dI} \right)_{V=0} = \frac{1}{eKZ \sqrt{\zeta - E_C} \sqrt{E_V - \zeta}} \quad (\text{ohm-cm}^2) \quad (2)$$

ところで I_P は本文中の式(2)から明らかなごとく、近似的に

$$I_P = KZ \frac{\pi}{8} \left(\frac{E_V - E_C}{2} \right)^2 \text{ (A/cm}^2\text{)} \quad (3)$$

で表わされ、さらに $\zeta - E_C$, $E_V - \zeta$, $(E_V - E_C)/2$ が共に同程度の大きさの量であることを考慮すれば、式(2), (3)より

$$\left(\frac{dV}{dI} \right)_{V=0} = \frac{\pi}{8} \frac{V_P}{I_P} \quad (4)$$

が得られる。

$(dV/dI)_{V=0}$, V_P , I_P の実測値から求めた $(dV/dI)_{V=0} I_P / V_P$ の値は式(4)に現われた $\pi/8$ と近似的に一致する。一例を示せば $V_P = 40 \text{ mV}$, $I_P = 12 \text{ mA}$, $(dV/dI)_{V=0} = 1.4 \Omega$ で $(dV/dI)_{V=0} I_P / V_P = 0.42$ である。

V_P は 40 mV 程度で総ての試料につきほぼ一定であるから式(1), (4)より

$$\left(C \frac{dV}{dI} \right)_{V=0} = 6.3 \times 10^{-10} \frac{1}{I_P \sqrt{\frac{1}{n} + \frac{1}{p}}} \text{ (sec)} \quad (5)$$

となる。

われわれの試料では $I_P = 200 \text{ A/cm}^2$ まで観測した。この値を用い、式(5)より $1.7 \times 10^{-10} \text{ sec}$ を得る。Sommers⁽³⁾ はゲルマニウムの場合 I_P が 1000 A/cm^2 に達し得ると予測しているがこの値を用いれば、式(5)より $3 \times 10^{-11} \text{ sec}$ を得る。したがってゲルマニウムの場合 RC が $3 \times 10^{-11} \text{ sec}$ 以下になることは無いであろう。(昭和 35 年 5 月 12 日受付)

UDC 621.396.621.2:621.391.83

見通外通信 低周波合成回路の不均衡ひずみ*

正 員 宮 城 正 久

(日本電気株式会社)

要約 本論文は見通外通信等のダイバーシチ受信に使用される低周波合成受信方式中の共通カソード合成回路に発生する信号入力不平衡に基づくひずみにつき検討し、その動作を明らかにし、さらに、このひずみに対し改善された共通プレート合成回路を考案し、その動作概要、原理につき記述したものである。従来より Ratio Squarer と呼ばれる低周波合成方式が古くから採用され、中でも共通カソード合成回路が使用されていた。しかるにこの回路では合成すべき入力信号波間に振幅並びに位相の不均衡が存在するとひずみ特性が著しく劣化する。このひずみ特性は周知のごとく特に多重電話用としては大きな問題の一つであり、これに対し検討を行なった。つぎにこれを改良するために共通プレート合成回路としかつ共通カソード合成回路の持つ特長を合わせもたせることができた。入力信号波間に不平衡が存在してもひずみ特性が劣化しないことは、合成時の特性を安定化できるので、共通プレート合成回路によれば多重伝搬による選択性フェージングが多い場合等にもひずみ特性に関し良好な低周波合成受信が行なえることになる。

* Unbalance Distortion of Video Combiner. By MASAHISA MIYAGI, Member (Nippon Electric Co. Ltd., Kawasaki). [論文番号 3270]

1. 序 言

おもに広帯域伝送すなわち多重無線電話等の中継用として使用する見通外通信では、中間周波合成と低周波合成が使用されその優劣が論じられている。

低周波合成受信方式としては Ratio Squarer⁽¹⁾ と呼ばれる合成方式、中でも共通カソード合成回路を使用した例が多いように思われる⁽²⁾。これは、ダイバーシチ用に特に設計されていない装置で、比較的容易にダイバーシチ受信が行なえ、かつ諸性能の点から共通カソード合成回路が採用されているものと思われる。すなわち、

- (a) ダイバーシチの次数に制限がなく、たとえば三重でも四重でも合成できる。
- (b) 信号対雑音比が Ratio Squarer にした場合、どの方式よりも秀れている。
- (c) 切替方式に見られるごとき過渡現象がない。
- (d) 特に共通カソード合成回路は、雑音分によるバイアス電圧の変化により合成信号出力レベルの変動が少ない。

等の理由によるものである。

ところが多重無線電話中継用等の広帯域伝送に使用する場合には、特にわい率特性が問題となり、これをいかにして最良にするかは従来短波帯等で行なわれていたダイバーシチ受信には見られない新たな要求である。これを改善することは広帯域伝送を行なう場合に最も重要な要素の一つであるので従来の共通カソード合成回路につき検討を行ないその欠陥と見なされる入力信号波間の振幅並びに位相の不均衡によるわい率の急激な劣化に対し改善を行なった。周波数または位相変調を使用した場合には復調信号出力レベルは、受信入力変化に対してほぼ変わりはないが、多重伝搬による選択性フェージングや使用真空管特性の劣化等により復調出力レベルに変動を生じ、また伝搬路その他の特性の相違により合成すべき入力信号波間に位相差を生じる。特に通話路数が多く低周波信号の周波数が高くなると合成すべき入力信号波間に位相差を生じ易い。

かかる入力信号波間の振幅並びに位相の不均衡により従来の共通カソード合成回路では急激なわい率特性の劣化を起こすが、以下説明する共通プレート合成回路では、その欠陥をはるかに改善することができ、しかも共通カソード合成回路のもつ特長を合せもっている。共通カソード合成回路については C.L. Mack 等

により動作概要が明らかにされているので⁽³⁾、本文では主として、入力信号波間不均衡によるびずみの劣化に対し検討し、この対策として新たに共通プレート合成回路を考案しその動作概要につき述べる。

2. 共通カソード合成装置の構成並びに動作概要

図 1 は共通カソード合成装置の構成を二重ダイバーシチの場合について示す。

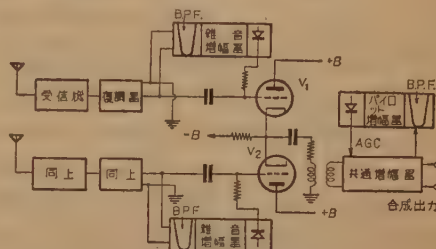


図 1 共通カソード合成装置の構成
Fig. 1—Block diagram of common cathode type video combiner.

カソードに共通に接続された高抵抗を有するカソードホロアのコントロールグリッドのバイアスを帯域外雑音の積分で制御し、合成することにより最良の信号対雑音比が得られることは周知の通りである。この共通カソード合成回路は Day および Gruber により考案された。その動作の概要は各受信機復調出力に現われる帯域外雑音を帯域ろ波器により取り出しこれを増幅検波し、カソードホロアに積分された雑音バイアス電圧としてコントロールグリッドに加え、受信入力レベルにより、それぞれのカソードホロアの利得を変化し Ratio Squarer としての特性を持つようにしている。この場合 2 つのカソード間は直流的にも結合されているので、真空管 V_1 , V_2 のインピーダンスはかなり広範囲に変化するが、この並列出力インピーダンスはほぼ一定であり受信入力レベルにより利得を変化した場合にも各真空管の非直線性びずみ特性が改善されており、かつ合成時の信号出力レベルに変動が少ない。合成信号出力はさらに必要なばパイロット信号により自動利得制御された共通増幅器により増幅される。

3. 共通カソード合成回路の考察

共通カソード合成回路の動作は、受信入力レベルに対応する雑音バイアス電圧に対する差動増幅器としての動作と、低周波信号に対するカソードホロアとしての動作に分けて考えることができる。

3.1 二重合成の場合

3.1.1 差動増幅器としての動作 共通カソード合成回路の雑音バイアス電圧変化に対する応動速度内における等価回路は差動増幅器となり二重合成の場合を図2に示す。この場合まず低周波信号に対する応動は分離し、フェーシングに基づく雑音積分値によるバイアス変動により制御されることに対する応動のみを考慮する。この場合共通カソード抵抗 R_K はプレート抵抗 R_1 または R_2 に対し充分高くとっている。真空管 V_1 への入力信号電圧を E_1 、プレート出力電圧を E_1' 、 V_2 への入力信号電圧を E_2 、プレート出力電圧を E_2' 、 R_K の両端に生ずる電圧を E_0 とすれば、雑音バイアス電圧としては一般的に $E_1 \approx E_2$ すなわち不平衡の電圧が加えられる。 E_1 および E_2 は、

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{(E_1 + E_2)}{2} + \frac{(E_1 - E_2)}{2} \\ E_2 &= \frac{(E_1 + E_2)}{2} - \frac{(E_1 - E_2)}{2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

と見なしうるからそれぞれ振幅位相の等しい同相分と振幅が等しく位相が 180° 異なる逆相分にけて考えることができる。

(a) 同相分動作 V_1, V_2 にそれぞれ $(E_1 + E_2)/2$ なる等しい電圧が加えられた場合には、カソードの抵抗 R_K の両端にあらわれる電圧 E_0 は

$$\frac{E_0}{\frac{E_1 + E_2}{2}} = \frac{\frac{\mu_1 R_K}{r_{a1} + R_1 + R_K} + \frac{\mu_2 R_K}{r_{a2} + R_2 + R_K}}{1 + \frac{\mu_1 R_K}{r_{a1} + R_1 + R_K} + \frac{\mu_2 R_K}{r_{a2} + R_2 + R_K}} \quad (2)$$

となり、 V_1, V_2 のプレート出力電圧の差 $E_1' - E_2'$ は

$$\frac{E_1' - E_2'}{\frac{E_1 + E_2}{2}} = \frac{\frac{\mu_1 R_1}{r_{a1} + R_1 + R_K} - \frac{\mu_2 R_2}{r_{a2} + R_2 + R_K}}{1 + \frac{\mu_1 R_K}{r_{a1} + R_1 + R_K} + \frac{\mu_2 R_K}{r_{a2} + R_2 + R_K}} \quad (3)$$

となる。

ただし r_{a1}, r_{a2} は V_1, V_2 の内部抵抗を示す。

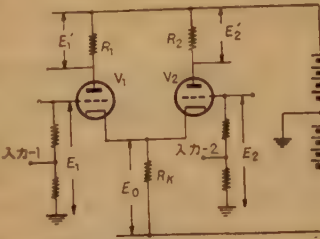


図2 差動増幅器としての等価回路
Fig. 2—Equivalent circuit as differential amplifier.

$\mu_1 = \mu_2, r_{a1} = r_{a2}, R_1 = R_2$ であれば同相分は各プレートに等しい電圧として現われる。また共通カソード抵抗 R_K の両端に現われる電圧 E_0 に対しても、プレート出力電圧 E_1', E_2' に関しても $1 + \mu_1 R_K / (V_{a1} + R_1 + R_K) + \mu_2 R_K / (V_{a2} + R_2 + R_K)$ なる負帰還が加わり同相分変化に対し特性の変動が少なくなる。

(b) 逆相分動作 V_1, V_2 にそれぞれ $(E_1 - E_2)/2, -(E_1 - E_2)/2$ なる逆相の電圧が加えられた場合には、カソードの抵抗 R_K の両端にあらわれる電圧 E_0 は

$$\frac{E_0}{\frac{E_1 - E_2}{2}} = \frac{\frac{\mu_1 R_K}{r_{a1} + R_1 + R_K} - \frac{\mu_2 R_K}{r_{a2} + R_2 + R_K}}{1 + \frac{\mu_1 R_K}{r_{a1} + R_1 + R_K} + \frac{\mu_2 R_K}{r_{a2} + R_2 + R_K}} \quad (4)$$

となり、 V_1, V_2 のプレート出力電圧の差 $E_1' - E_2'$ は

$$\frac{E_1' - E_2'}{\frac{E_1 - E_2}{2}} = \frac{R_1 \mu_1}{r_{a1} + R_1 + R_K} + \frac{R_2 \mu_2}{r_{a2} + R_2 + R_K} \quad (5)$$

となる。

これはすなわち本回路がプッシュプル増幅器として動作することを意味する。したがって完全な平衡時には E_0 の電圧変化はないことになる。

たとえば V_1 にのみ電圧 E_1 が加えられた場合についても、 V_1 および V_2 にそれぞれ $E_1/2$ なる同相分が加わりこれに対しては、負帰還により各変化が減少される。

また、 V_1 に $E_1/2$ 、 V_2 に $-E_1/2$ なる逆相分が加わり、これに対してはプッシュプル動作を行なうことは上述の説明より明らかである。

3.1.2 カソードホロアとしての動作 共通カソード合成回路の雑音バイアス電圧変化に対する応動速度外における高い周波数すなわち合成すべき低周波信号に対する等

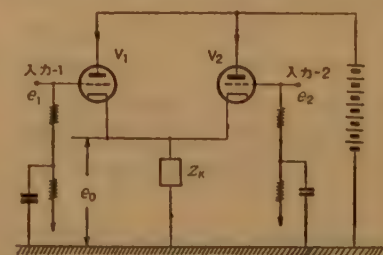


図3 カソードホロアとしての等価回路
Fig. 3—Equivalent circuit as cathode follower.

価回路は、図3に示すごとく、カソードに共通に接続された高抵抗を有するカソードホロアとなる。実際の場合にもこの

前提が成立する、真空管 V_1 への入力信号を e_1 、 V_2 への入力信号を e_2 、共通に接続された高いインピーダン

ス Z_K に現われる電圧を e_0 とするとこれは

$$e_0 = \frac{\frac{e_1 \mu_1 Z_K}{r_{a1} + Z_K} + \frac{e_2 \mu_2 Z_K}{r_{a2} + Z_K}}{1 + \frac{\mu_1 Z_K}{r_{a1} + Z_K} + \frac{\mu_2 Z_K}{r_{a2} + Z_K}} \quad (6)$$

で与えられる。

一般的には入力信号波間には $e_1 \neq e_2$ すなわち不平衡が存在し、3.1.1 と同様に同相分と逆相分に分けて考えることができる。

(a) 同相分動作 V_1, V_2 のコントロールグリッドにそれぞれ $(e_1 + e_2)/2$ なる同相分が加えられた場合、諸特性が平衡していれば、ただ一個のカソードホロアとして取扱うことができる。雑音バイアス電圧変化に対しては3.1.1 に述べたごとくプッシュプル動作を行なうことから低周波信号に対する内部抵抗はほぼ一定であり偶数次のひずみに関して改善される。また雑音バイアス電圧変化に対し e_0 の受ける変化量を三極管の場合につき求める。この場合カソード電流変化に対し μ の変化が比較的少ないことから $\mu_1 = \mu_2 = \mu$

$r_{a1} = r_a + \Delta r_a$, $r_{a2} = r_a - \Delta r_a$ とすると e_0 の変化量 Δe_0 は

$$\frac{\Delta e_0}{\frac{e_1 + e_2}{2}} = \frac{2 \mu Z_K}{Z_K + r_a + 2 \mu Z_K - \frac{\Delta r_a^2}{r_a + Z_K}} - \frac{2 \mu Z_K}{Z_K + r_a + 2 \mu Z_K} \quad (7)$$

で与えられる。これより e_0 の変化量 Δe_0 が極めて少なくなることがわかる。

(b) 逆相分動作 V_1 のコントロールグリッドに $(e_1 - e_2)/2$, V_2 に $-(e_1 - e_2)/2$ なる逆相分が加えられた場合、両者の諸特性が完全に平衡している場合には $e_0 = 0$, すなわち Z_K には無関係となることから、入力信号に対しては短絡しても同じである。すなわち入力信号の逆相分は出力に現われなくて真空管内で検波されることになる。真空管の特性をべき級数で表わし、逆相分に対し求めれば、共通カソード出力には偶数次のひずみのみ現われる。すなわち入力信号に不平衡があれば出力には主として偶数次のひずみを発生することになる。

3.2 N重合成の場合

以上は二重合成の場合を示したが一般的に N 重合成の場合の動作を式で示しておく、差動増幅器としては

$$E_0 = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{\mu_i R_K E_i}{r_{ai} + R_i + R_K}}{1 + \sum_{i=1}^N \frac{\mu_i R_K}{r_{ai} + R_i + R_K}} \quad (8)$$

$$E_i' - E_{i+1}' = \frac{\mu_i E_i R_i}{r_{ai} + R_i + R_K} - \frac{\mu_{i+1} E_{i+1} R_{i+1}}{r_{a(i+1)} + R_{i+1} + R_K} - \frac{\mu_i R_i}{r_{ai} + R_i + R_K} \cdot \frac{\sum_{i=1}^N \frac{\mu_i R_K E_i}{r_{ai} + R_i + R_K}}{1 + \sum_{i=1}^N \frac{\mu_i R_K}{r_{ai} + R_i + R_K}} + \frac{\mu_{i+1} R_{i+1}}{r_{a(i+1)} + R_{i+1} + R_K} \cdot \frac{\sum_{i=1}^N \frac{\mu_i R_K E_i}{r_{ai} + R_i + R_K}}{1 + \sum_{i=1}^N \frac{\mu_i R_K}{r_{ai} + R_i + R_K}} \quad (9)$$

ただし i 番目の真空管 V_i への入力信号電圧を E_i , プレート出力電圧を E_i' , 内部抵抗を r_{ai} とし, R_K は各真空管に共通に接続されるカソード抵抗。となり,

カソードホロアとしては,

$$e_0 = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{\mu_i Z_K e_i}{r_{ai} + Z_K}}{1 + \sum_{i=1}^N \frac{\mu_i Z_K}{r_{ai} + Z_K}} = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{Z_K e_i}{\frac{1}{g_{mi}} + \frac{Z_K}{\mu_i}}}{1 + \sum_{i=1}^N \frac{Z_K}{\frac{1}{g_{mi}} + \frac{Z_K}{\mu_i}}} \quad (10)$$

ただし i 番目の真空管 V_i への入力信号を e_i , 相互コンダクタンスを g_{mi} とし, Z_K は各真空管のカソードに接続される共通インピーダンス。となる。

4. 入力信号不平衡に対する考察

3.1.2 (b) で述べたごとくひずみ発生の原因となる入力信号波間の振幅並びに位相の不平衡を従来一般的に考えられている二重、四重、八重ダイバーシチ受信の場合につき考察する。

4.1 二重ダイバーシチの場合

式(10)より二重ダイバーシチの場合にカソード抵抗 R_K の両端にあらわれる電圧 e_0 は,

$$e_0 = \frac{\frac{Z_K e_1}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{Z_K}{\mu_1}} + \frac{Z_K e_2}{\frac{1}{g_{m2}} + \frac{Z_K}{\mu_2}}}{1 + \frac{Z_K}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{Z_K}{\mu_1}} + \frac{Z_K}{\frac{1}{g_{m2}} + \frac{Z_K}{\mu_2}}} \quad (11)$$

で与えられる。

4.1.1 位相差 合成すべき入力信号が振幅等しく両者の間に θ なる位相差がある場合、振幅を A とすれば、入力信号 複素量 \dot{e}_1, \dot{e}_2 は

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_1 &= A \cos \frac{\theta}{2} + jA \sin \frac{\theta}{2} \\ \dot{e}_2 &= A \cos \frac{\theta}{2} - jA \sin \frac{\theta}{2} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

となり、したがって同相分は $A \cos \frac{\theta}{2}$ 、逆相分は $A \sin \frac{\theta}{2}$ であることから逆相分による二次ひずみは $g_{m1} = g_{m2}$ の場合には $\sin^2 \frac{\theta}{2}$ に比例して急激に劣化し、合成信号は $\cos \frac{\theta}{2}$ に比例して下がる。

$g_{m1} \neq g_{m2}$ の場合には 3.1.2 (a) に述べたごとく同相分に対しては式 (11) より

$$e_0 = \frac{2\mu Z_K}{(2\mu + 1)Z_K + r_a} A \cos \frac{\theta}{2} \quad (13)$$

逆相分に対しては、式 (11) より

$$e_s = \frac{Z_K \left(\frac{1}{g_{m2}} - \frac{1}{g_{m1}} \right) jA \sin \frac{\theta}{2}}{\left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{Z_K}{\mu} \right) \left(\frac{1}{g_{m2}} + \frac{Z_K}{\mu} \right) + Z_K \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} + 2 \frac{Z_K}{\mu} \right)} \quad (14)$$

となり、したがって g_{m1} と g_{m2} の相違が大きくなるほど 3.1.2 (b) に述べた偶数次のひずみ発生が少なくなる。

4.1.2 振幅の不均衡 合成すべき入力信号の位相が等しく振幅をそれぞれ A および B とすれば

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= \left(\frac{A+B}{2} \right) + \left(\frac{A-B}{2} \right) \\ e_2 &= \left(\frac{A+B}{2} \right) - \left(\frac{A-B}{2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

となり、同相分は $(A+B)/2$ 、逆相分は $(A-B)/2$ となるので、 $g_{m1} = g_{m2}$ の場合には逆相分による二次ひずみは $(A-B)^2/2^2$ にほぼ比例して増加し、合成信号は $(A+B)/2$ に比例して下がる。 $g_{m1} \neq g_{m2}$ の場合には位相差の場合と同様にして求めることができる。

4.2 四重ダイバーシチの場合

4 台の受信機から合成回路に加わる復調信号をそれぞれ $\dot{e}_1, \dot{e}_2, \dot{e}_3, \dot{e}_4$ としいずれも複素量を示すものとする。そこで、

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{1}{4}(\dot{e}_1 + \dot{e}_2 + \dot{e}_3 + \dot{e}_4) \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} b &= \frac{1}{4}(\dot{e}_1 + \dot{e}_2 - \dot{e}_3 - \dot{e}_4) \\ c &= \frac{1}{4}(\dot{e}_1 - \dot{e}_2 + \dot{e}_3 - \dot{e}_4) \\ d &= \frac{1}{4}(\dot{e}_1 - \dot{e}_2 - \dot{e}_3 + \dot{e}_4) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

なる 4 成分を考え、各成分に対し a, b, c, d 相分と各づける。各受信機からの復調信号をこの 4 成分によってあらわすと、

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_1 &= a + b + c + d \\ \dot{e}_2 &= a + b - c - d \\ \dot{e}_3 &= a - b + c - d \\ \dot{e}_4 &= a - b - c + d \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

となる。これから a 相分は完全な動作を行ない $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4}$ の場合、合成出力には a 相分のみ現われ、残りの 3 相分は二重の場合にのべたと同様にして偶数次のひずみを発生する。

各 g_m が等しくない場合たとえば b 相分に関しては式(10)の b 相に対する $e_0 = 0$ から偶数次のひずみが発生し g_{m1} と g_{m2} 並びに g_{m3} と g_{m4} の相違が大きくなるにつれて、ひずみの発生量が少なくなることがわかる。他の各相分に関しても同様に求められる。4 台の受信機より雑音バイアス電圧として加わる信号入力に関しても式 (16), (17) と全く同様な取扱い方により負帰還がかかる成分と、3 組のパラレルプッシュプル動作を行なう成分に分けて考えることができる。

4.3 八重ダイバーシチの場合

8 台の受信機から合成回路に加わる復調入力信号をそれぞれ $\dot{e}_1, \dot{e}_2, \dots, \dot{e}_8$ とすれば四重の場合の式 (16) に相当する下記 8 成分を考慮する。

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 + \dot{e}_2 + \dot{e}_3 + \dot{e}_4 + \dot{e}_5 + \dot{e}_6 + \dot{e}_7 + \dot{e}_8) \\ b &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 + \dot{e}_2 + \dot{e}_3 + \dot{e}_4 - \dot{e}_5 - \dot{e}_6 - \dot{e}_7 - \dot{e}_8) \\ c &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 + \dot{e}_2 - \dot{e}_3 - \dot{e}_4 + \dot{e}_5 + \dot{e}_6 - \dot{e}_7 - \dot{e}_8) \\ d &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 + \dot{e}_2 - \dot{e}_3 - \dot{e}_4 - \dot{e}_5 - \dot{e}_6 + \dot{e}_7 + \dot{e}_8) \\ e &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 - \dot{e}_2 + \dot{e}_3 - \dot{e}_4 + \dot{e}_5 - \dot{e}_6 + \dot{e}_7 - \dot{e}_8) \\ f &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 - \dot{e}_2 + \dot{e}_3 - \dot{e}_4 - \dot{e}_5 + \dot{e}_6 - \dot{e}_7 + \dot{e}_8) \\ g &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 - \dot{e}_2 - \dot{e}_3 + \dot{e}_4 + \dot{e}_5 - \dot{e}_6 - \dot{e}_7 + \dot{e}_8) \\ h &= \frac{1}{8}(\dot{e}_1 - \dot{e}_2 - \dot{e}_3 + \dot{e}_4 - \dot{e}_5 + \dot{e}_6 + \dot{e}_7 - \dot{e}_8) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

差動増幅器としての動作も同様な取扱い方により求められるが、この場合各相分はそれぞれ4組のプッシュプル動作を行なうことになる。

5. 共通プレート合成回路

以上共通カソード合成回路について検討したところから、低周波合成回路の不均衡ひずみは、おもに、カソードホロワとしての動作のうちの逆相分動作に基因している。差動増幅器としての動作のうち、同相分動作は電源電圧変動等に対しても有効に動作しひずみに対しても支障がない。逆相分動作は、プッシュプル増幅器として動作することからも明らかなように、真空管の非直線性、レベル変動等に関し極めてのぞましい動作でありひずみの改善に役立つ。

カソードホロワは周知のように、それ自体が負帰還のかかった増幅器であり、ひずみに対して一般的には良好ではあるが、逆に電圧利得が少なく、したがって入力信号レベルも相当に高くなって来る。このような回路を並列接続して、低周波合成を行なうと、入力信号波の不均衡によって、急激なひずみの劣化を起こすことになる。

これに反し、緩衝増幅器の例に見られるように、入力側と出力側との間に結合がない場合には、出力側で並列接続を行なったとしても、入力側に対する影響は極めて少なくなる。かつ、グリッド側に比べて、プレート側はその直線範囲もひろく真空管の非直線性の影響を受けることが少ない。

また、カソードホロワに比べるとプレート負荷の場合、利得が多いので、入力信号レベルも少なく済み不平衡が起こっても、グリッドで検波されることが少なくなる。信号の入出力回路間に結合がなければ、出力側で、並列接続を行ない低周波合成回路として使用しても、入力信号波間に振幅、位相の不平衡が存在したためにグリッド回路で検波されてひずみを生じるような現象は起こらない。したがって、プレート結合形とし信号波に対しカソード接地形とする。カソードホロワ並びにグリッド接地形はいずれもこの意味で低周波合成回路に適さない。ただしこの場合にも前述のように共通カソード合成回路としての長所を失わないように差動増幅器としての機能は持たせカソードホロワとしての動作のみ変更するようにする。図4に共通プレート合成回路を示す。すなわち Z_L なる高域ろ波形二端子網を真空管のカソードに共通に接続された高抵抗 R_K に並列接続し、雑音バイアス電圧変化の周波

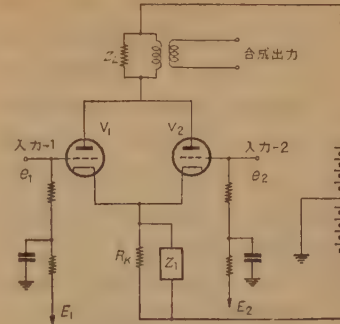


図4 共通プレート合成回路
Fig. 4—Common plates type video combiner.

数に対しては通過させず合成すべき信号波に対しては通過するように選ばば共通プレート合成回路の応動速度内における等価回路は図2と同じであり、フェージングに基づく雑音積分値の変動に対しては従来通りプッシュプル増幅器としての機能と負帰還増幅器としての機能とをもつことは前述の説明の通りである。合成すべき信号波に対してはカソードの高抵抗は接地され単なるカソード接地形になる。プレート側の共通負荷を Z_L とし、 Z_L に現われる合成出力電圧を e_o' とすると、

$$e_o' = \sum_{i=1}^N \frac{\mu_i Z_L e_i}{r_{ai} + Z_L} \quad (19)$$

となり五極管のように内部抵抗の高い場合には

$$e_o' = \sum_{i=1}^N g_{mi} Z_L e_i \quad (20)$$

となる。

これはプレート側で信号を重ね合わせるに過ぎない。

入力信号不平衡の原因である逆相分に対しても、各真空管の g_m 変化に対応するプレート負荷インピーダンスに変化がない場合には出力には同相分のみが関係することになり、ひずみを生じない。五極管の場合はほぼこの条件が成立する。 g_m 変化に対応するプレート負荷インピーダンスに変化がある場合にも、プレート側でひずみを生じるが、わい率としては、カソードホロワによる場合に比べて改善できる。

6. 実験結果

上述の共通カソード合成回路と共通プレート合成回路の中、二重の場合につき実験検討を行なった。共通カソード合成回路の場合、入力信号波間に振幅不平衡 6 dB を与えると合成出力の二次わい率約 70 dB のものが 40 dB まで劣化した。これに対し共通プレート合成回路では同じ出力レベルにおいて、三極管の場合出力レベル変動は共通カソードの場合とほぼ同じであった。また上述の不平衡振幅差 6 dB に対するわい率

は二次ひずみ約 60 dB に対して約 6 dB の変化しか認められなかった。さらに大幅な入力信号波間の不平衡の例として片方の入力信号波がなくなった場合についても、共通カソード合成回路の場合に二次ひずみが 26 dB まで劣化するのに比べて、共通プレート合成回路の場合には二次ひずみ 47 dB であり約 20 dB 改善される。また、五極管について実験したが、大幅な入力信号波間の不平衡を与えてもわり事としてはほとんど変化がなく、一方出力レベル変動が三極管の場合に比べて少し増加し、約 1 dB 程度になった。このレベル変動に対しては、必要な合成回路の後段に、パイロット信号により自動利得制御を行なった共通増幅器を使用すればよい。共通プレート合成回路の実験の場合にプレート合成用出力回路には、差動増幅器としての機能を失わないごとく出力変成器を使用し雑音制御電圧に対する特性が劣化しないごとくえらんだ。その他位相差の場合も同様に検討を行ない振幅並びに位相の不平衡に基づくひずみに関する実験結果は本文に述べた理論とはほぼ一致し充分にその現象を説明できることを確認した。

7. 結 言

見通外通信による広帯域伝送を行なう場合に不可欠なダイバシティ受信用低周波合成回路の不平衡ひずみ

を検討した。多重無線電話に使用する場合には特に高性能のひずみ特性を必要とし普通二次ひずみ 50 dB ないし 55 dB 程度には保つことがのぞまれる。

本文に述べたように入力信号波間の不平衡は見通外通信の場合、特に多重伝ぱんによる選択性、フェージングや、その他の位相、レベル変動により発生する。同一真空管構成、同一信号出力レベルにしたときに共通カソード合成回路と共通プレート合成回路とでは、後者の方が約 20 dB ひずみを改善することができる。

共通プレート合成回路を使用すれば入力信号波間の不平衡によるひずみを改善できるので特に多重伝ぱんによる選択性フェージングの多い場合等には極めて有効である。

報告を終るにあたり終始御指導御べんたつを賜った当社森田博士、桜井課長代理、実験に御協力いただいた田村亮司氏に深く感謝の意を表わす。

文 献

- (1) L.R. Kahn: "Ratio squarer", I.R.E. 42, 11, p 1704, (Nov. 1954).
- (2) W.G. Long and R.R. Weeks: "Quadruple-diversity tropospheric scatter systems", Trans. I.R.E. CS-5, 3, p 8, (Dec. 1957).
- (3) C.L. Mack: "Diversity reception in UHF long range communications", I.R.E. 43, 10, p 1281, (Oct. 1955).

(昭和 35 年 5 月 17 日受付)

UDC 621.372.62 : 164 : 519.281

線形計画法による多数決素子の構造決定*

正員 室賀三郎 正員 高須 達 正員 戸田 巖

(IBM・リサーチセンター)

(電気通信研究所)

要約 線形計画法を用いて、与えられた論理関数が多数決関数であるか否かを判定し、もし多数決関数であれば、それを実現する多数決素子の構造を計算し得ることを示す。なお、問題の定式化と共に制約条件を計算を容易にするように減らし得ること、5変数以下の多数決関数とそれを実現する多数決素子の構造の表も示す。

1. 序 言

パラメトロン、エサキダイオード、磁心論理素子等の物理的な多数決素子について、入力数に制限を設けない場合に、素子1個で実現し得る論理関数(多数決関数)の性質、また多数決関数を実現する多数決素子の

構造(入力変数の結合度および閾値)に関しては、すでに種々論じられているが⁽¹⁾⁻⁽³⁾、後者についてはそれを決定する具体的手段が見出されていない状態にあった。そこで本論文では、線形計画法を用いて与えられた論理関数が多数決関数であるか否かを判定し、もし多数決関数であれば、それを実現する多数決素子の構造を計算し得ることを示す。なお、入力変数の個数が6以下の場合に、すべての多数決関数およびそれらを実現する多数決素子の構造を、パラメトロン計算機 MUSASINO-I を用いて求めてみたので^{(3),(7),(8)}、5変数以下のものを、表として5、にあげておく。

* Determination of the Structure of a Majority-Decision Element by the Method of Linear Programming. By SABURO MUROGA, (IBM Research Center, New York), SATORU TAKASU and IWAO TODA, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo) [論文番号 3271]

2. 多数決関数

n 変数の論理関数を、 n 次元単位立方体 I^n の頂点 $a^j = (a_{1j}, a_{2j}, \dots, a_{nj})$ ($j \in N = \{1, 2, 3, \dots, 2^n\}$, $a_{ij} = 0$ または 1) を 0 または 1 に対応させる写像と考えることにする。

与えられた論理関数 $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ に対して、立方体 I^n を切るような適当な超平面

$$\sum_{i=1}^n w_i x_i = T \quad (1)$$

をとることができて、 $f(a^j) = 1$ のとき

$$\sum_{i=1}^n w_i a_{ij} \geq T \quad (2)$$

が成立し、 $f(a^k) = 0$ のとき

$$\sum_{i=1}^n w_i a_{ik} < T \quad (3)$$

が成立するときに、 $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ は多数決関数と呼ばれる。

論理関数 f が多数決関数であれば、各入力変数の否定と肯定とを同時には含むことのないような f の多項式表示が存在することはよく知られている⁽¹⁾。しかしこの逆は成立しない。また、入力変数の否定と肯定とを同時には含むことのないような多項式において、ある入力変数が否定で現われていれば、その入力変数の反転値を新たに入力変数と考えることにより否定を全く含まないような多項式を得る。このような多項式を正多項式と呼ぶことにしよう。本論文では、与えられた論理関数が多数決関数であるか否かを論ずるのであるから、上のような考慮の下では、考える論理関数の範囲を、正多項式表示を持つ論理関数に限定して差しつかえない。このような論理関数の範囲ではつぎの補題が成立する。

補題 1. 正多項式表示をもつ多数決関数 $f(x_1, \dots, x_n)$ において、入力変数 x_{i_0} が本質的に f の正多項式表示に登場しているならば、(2), (3) を満たす超平面 (1) において $w_{i_0} > 0$ でなければならない。

証明. f の正多項式表示で、他の項に吸収されないような x_{i_0} を含む項 $x_{i_0} x_{i_1} \dots x_{i_r}$ が存在するから、

$$a_{lj} = 1, l = i_0, \dots, i_r, a_{lj} = 0, l \neq i_0, \dots, i_r$$

$$a_{lk} = 1, l = i_1, \dots, i_r, a_{lk} = 0, l \neq i_1, \dots, i_r$$

によって定義される I^n の頂点 a^j, a^k について、 $f(a^j) = 1, f(a^k) = 0$ である。したがって、式(2), (3)

から $\sum_{i=1}^n w_i a_{ij} > \sum_{i=1}^n w_i a_{ik}$, すなわち $w_{i_0} > 0$ を得る。

(証明終)

3. 多数決論理

多数決関数の条件式のうち式 (3) は、 I^n の頂点がある有限個であることによって、 $\epsilon > 0$ を適当に選ぶとき、 $\sum_{i=1}^n w_i a_{ij} \leq T - \epsilon$ で置きかえることができる。そこで、 $w_i/\epsilon, T/\epsilon$ を改めて w_i, T と書き、 $N_1 = \{j | f(a^j) = 1\}$, $N_0 = \{k | f(a^k) = 0\}$ とおき、 f が正多項式表示を持つものとすれば、 f が多数決関数であるための条件は、

$$\sum_{i=1}^n w_i a_{ij} - T \geq 0, j \in N_1 \quad (4)$$

$$- \sum_{i=1}^n w_i a_{ik} + T \geq 1, k \in N_0 \quad (5)$$

$$w_i \geq 0, \dots, w_n \geq 0, T \geq 0 \quad (6)$$

を満たす w_1, w_2, \dots, w_n, T の存在することである。このとき、 w_i を入力変数 x_i の結合度、 T を閾値、そして $[w_1, w_2, \dots, w_n : T]$ を論理関数 f を実現する多数決素子の構造と呼ぶことにする。さらに

$$w_c = 2T - 1 - \sum_{i=1}^n w_i,$$

$$\text{すなわち } T = (w_c + 1 + \sum_{i=1}^n w_i) / 2 \quad (7)$$

によって定義される w_c の絶対値 $|w_c|$ を物理的考慮にしたがって常数入力⁽²⁾の結合度と呼ぶ。今 $0 = (0, \dots, 0)$ から超平面 $\pi_0 : \sum_{i=1}^n w_i x_i = T - 1$ までの距離を $\rho(0, \pi_0)$, $1 = (1, \dots, 1)$ から超平面 $\pi_1 : \sum_{i=1}^n w_i x_i = T$ までの距離を $\rho(1, \pi_1)$ とすれば、 w_c の幾何学的意味は

$$w_c = \sqrt{w_1^2 + w_2^2 + \dots + w_n^2} (\rho(0, \pi_0) - \rho(1, \pi_1))$$

によって与えられる。したがって π_0 と π_1 とが平行なことに注意すれば、考えている関数 $f(x_1, \dots, x_n)$ と双対関数 $f^*(x_1, x_2, \dots, x_n) = \bar{f}(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n)$ (バーは否定を表わす)、との間に $f^{-1}(1) \supseteq f^{*-1}(1)$ (すなわち論理関数として $f \supseteq f^*$) の関係があれば $w_c \leq 0$ であり、 $f^{-1}(1) \subseteq f^{*-1}(1)$ の関係があれば $w_c \geq 0$ である⁽³⁾。なお f が $[w_1, \dots, w_n : T]$ なる構造をもつ多数決素子で実現されていれば、 f の双対関数 f^* は $[w_1, \dots, w_n : \sum_{i=1}^n w_i + 1 - T]$ なる構造の多数決素子で実現することができ、 f^* に対応する w_c^* は、 $w_c^* = -w_c$ となっている。

式 (7) を式 (4), (5) にそれぞれ代入すれば、 $w_c \geq 0$ の場合は $|w_c|$ を恒等的 0 の常数入力⁽²⁾の結合度と考えて、

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n w_i a_{ij} - \left[\sum_{i=1}^n w_i (1 - a_{ij}) + w_c \right] &\geq 1, \\ -1 &\leq \sum_{i=1}^n w_i a_{ik} - \left[\sum_{i=1}^n w_i (1 - a_{ik}) + w_c \right] \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

また $w_c \leq 0$ の場合は $|w_c|$ を恒等的 1 の常数入力の場合と考慮して

$$\left. \begin{aligned} \left[\sum_{i=1}^n w_i a_{ij} - w_c \right] - \left[\sum_{i=1}^n w_i (1 - a_{ij}) \right] &\geq 1, \\ -1 &\leq \left[\sum_{i=1}^n w_i a_{ik} - w_c \right] - \left[\sum_{i=1}^n w_i (1 - a_{ik}) \right] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

を得る。いずれにしても、常数入力の結合度を考慮に入れれば、0 をとった入力に対する結合度の和と、1 をとった入力に対する結合度の和とを比べて、どちらが大きいかにしたがって出力の値がそれぞれ 0, 1 と決定される。この意味で“多数決”が行なわれている。逆に、 w_1, w_2, \dots, w_n および w_c が与えられて、

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n w_i a_{ij} - \sum_{i=1}^n w_i (1 - a_{ij}) - w_c > 0 \quad \text{のとき} & \quad f(a^j) = 1 \\ \sum_{i=1}^n w_i a_{ik} - \sum_{i=1}^n w_i (1 - a_{ik}) - w_c < 0 \quad \text{のとき} & \quad f(a^k) = 0 \end{aligned}$$

によって論理関数 f を決定すれば、上の不等式の右辺を適当な正数 ϵ でおきかえ、不等号 $>$ を等号を含んだ不等号 \geq でおきかえ、さらに $w_1/\epsilon, w_2/\epsilon, \dots, w_n/\epsilon$ および w_c/ϵ を改めて w_1, \dots, w_n, w_c と書くことにすれば、(8) ないし (9) の式が得られ、 T を式 (7) で定義すれば、式 (4), (5) が得られ、したがって $w_1, w_2, \dots, w_n, w_c$ に対して決定された論理関数 f が多数決関数であることがわかる。

4. 線形計画法による多数決素子の構造決定

3. でみたように、正多項式表示をもつ論理関数が多数決関数であるための条件は、不等式系 (4), (5), (6) の解 w_1, w_2, \dots, w_n, T の存在に帰着した。しかしこのような解が存在するとすれば一意には決まらない。したがって不等式系 (4)~(6) の解を求める手続によって多数決関数であるか否かを判定するとすれば、解の存在を損わない範囲で、付帯条件を付加して、その条件に述べられている意味で最適な解を探すことが望ましい。そこで、

$$K = w_1 + w_2 + \dots + w_n + |w_c| \quad (10)$$

を最小にするという付帯条件をつけ加えることにする。この条件は実際的には極めて重要であって、パラメトロンや磁心記憶装置のように素子間の結合が巻線

で行なわれる場合には、巻線数を最小にすることに相当する。エサキダイオードのように抵抗によって結合する場合は抵抗値を最小にすることに相当するが、この場合それは経済的意義はそうなく、むしろ抵抗値がある範囲内に入っていることが望ましいであろう。そのような場合は式 (10) の K を最小にするという付帯条件の下に求めた解に適当な一定数を乗ずるか、あるいは抵抗値の下限を示す不等式を追加して K を最小にする条件の下で解を求めればよい。

3. で注意したように多数決関数 f とその双対関数 f^* については、 K の値は共通であるから、 $f^{-1}(1)$ と $f^{*-1}(1)$ との包含関係を調べて小さい方の関数をとればそれについては $w_c \geq 0$ となる。したがって、考える範囲を $w_c \geq 0$ のような関数に限定すれば、式 (10) の K は式 (7) によって、

$$K = 2T - 1$$

となる。結局、多数決関数の判定問題は、正多項式表示を持ち、双対関数よりも出力 1 の逆像が小さいような論理関数の範囲で、つぎのような線形計画法の問題を解けばよいことになる。

問題 1. 制約条件

$$\sum_{i=1}^n w_i a_{ij} - T \geq 0, \quad j \in N_1 = \{j | f(a^j) = 1\} \quad (11)$$

$$- \sum_{i=1}^n w_i a_{ik} + T \geq 1, \quad k \in N_0 = \{k | f(a^k) = 0\} \quad (12)$$

$$w_1 \geq 0, w_2 \geq 0, \dots, w_n \geq 0, T \geq 0 \quad (13)$$

の下で目的関数 T を最小にするように w_1, w_2, \dots, w_n, T を決定せよ。

さらに線形計画法の双対定理によって、この問題はつぎのような最大値問題に等価になる。

問題 2. 制約条件

$$\sum_{j \in N_1} a_{ij} v_j - \sum_{k \in N_0} a_{ik} v_k \leq 0, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (14)$$

$$- \sum_{j \in N_1} v_j + \sum_{k \in N_0} v_k \leq 1 \quad (15)$$

$$v_j \geq 0, \quad j \in N_1, \quad v_k \geq 0, \quad k \in N_0 \quad (16)$$

の下で目的関数 $\sum_{k \in N_0} v_k$ を最大にするように、 v_j, v_k を決定せよ。

与えられた関数が多数決関数か否かを判定する問題は、上のような線形計画法の問題を（退化の場合も考慮に入れた）シンプレクス法で解けばよいのであるが、この際に、問題 2 の制約条件式 (14), (16) の右辺が非負なことによって、与えられた関数が多数決関数でな

い場合、換言すれば問題 1. に実行解が存在しない場合には問題 2. の実行解の集合は有界でなく、しかもこのことを問題 2. シンプレクスタプロから判定することができる^{(9),(10)}。逆に与えられた関数が多数決関数であれば、問題 1, 2 は必ず最適解を持ち、しかも問題 2. のシンプレクスタプロから、両方の最適解が一度に算出され、したがって与えられた関数を実現する多数決素子の構造が決定される。

双対の問題 2 にどのような物理的解釈をつけるかは興味あることであるが、その一つはつぎのようなものである。与えられた関数の真理値表の中で、変数の組合せ (n 次元立方体の頂点) の各々に正数 w_h なる荷重を与えるのであるが、真理値表全体について各変数、および出力が 1 である部分での荷重の和と 0 である部分での荷重の和との間に大小関係の制約をおきつつ、出力が 0 となる場合の荷重の和を最大にするには w_h をどうきめたらよいかということである。

不等式系 (11), (12) の不等式の個数は 2^n であって、 n が少し大きくなると、不等式の個数が非常に多くなって、シンプレクス法では解けなくなるように思われるかもしれないが、以下述べるような操作によって大幅に不等式の数を減らすことができるので問題はない。

操作 1 A. 不等式系 (11) の係数 a_{ij} は 0 か 1 であるから、(11) から任意の 1 式を選んだとき、その式の中で $a_{ij}=0$ となっている i に相当する w_i を加えて得られる (11) のいかなる式も、最初に考えた式が満たされるならば自ら満たされるから省略してよい。そのように逐次不要な式を省いてゆけば、最も項数の少ない式が残る。これを“上限式群”と名付けよう。他方不等式系 (12) の係数 a_{ih} は 0 か -1 であるから、(12) から任意の式を選んだとき、それから任意の項を抹消した他のいかなる式も同様に省略してよく、このようにして逐次不要な式を省いてゆけば、最も項数の多い式のみが残る。これを“下限式群”という。

n 次元単位立方体の頂点 $a^j = (a_{1j}, a_{2j}, \dots, a_{nj})$, $a^k = (a_{1k}, a_{2k}, \dots, a_{nk})$ に対して、 $a_{ij} \geq a_{ik}$, $i=1, 2, \dots, n$ が成立するときに $a^j \geq a^k$ と定義することによって得られる順序関係に関して、立方体の頂点の全体はブール束をなすが、下限式群の各式はこのブール束の単項イデアルの生成元に対応し、上限式群の各式は単項双対イデアルの生成元に対応していると考えられる。なおこれら 2 組のイデアルがブール束を完全に 2 分し、これらのいずれにも属さない元は存在しない。

式 (11) から上限式群を求める操作は、論理関数の多項式表示の任意の項を因子として含むような他の項はすべて省略できるという吸収則の適用に他ならないから、吸収則を適用して最後に得られた多項式の各項は上限式群の各式に 1 対 1 に対応しているの、与えられた関数から上限式群を書き下すことができる。それでは与えられた関数から下限式群を求めることができるであろうか。それは単項イデアルの生成元を求めることに他ならないが、直接的にはつぎのようにすればよい。

操作 1 B. まず与えられた関数の双対関数を作ってから吸収則の適用できる項はすべて除去してしまう。つぎにその各項に対応して、その項に含まれていない変数のみの積を作り、それらを論理和で加えた関数に対応して不等式を作れば下限式群になっている。

たとえば、関数 $x_1x_2+x_1x_3+x_2x_3+x_1x_4$ が与えられたとき、上限式群はこの各項に対応して

$$\left. \begin{array}{rcl} w_1 + w_2 & - & T \geq 0 \\ w_1 & + & w_3 & - & T \geq 0 \\ & w_2 + w_3 & - & T \geq 0 \\ w_1 & + & w_4 & - & T \geq 0 \end{array} \right\} \quad (17)$$

が得られる。図 1 は変数のブール束を示すが (変数の添字のみ示してある)、(17) の各式は丸印を付した

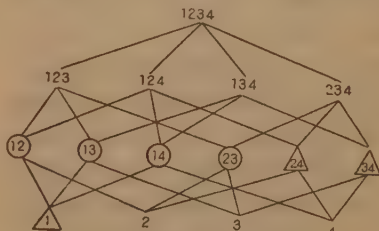


図 1 変数のブール束
Fig 1—Lattice for variables.

元に相当する。つぎにこの双対関数は $x_1x_2+x_1x_3+x_2x_3x_4$ となるので各項から上の操作で x_3x_4, x_2x_4, x_1 という 3 つの

項の和を得る。これらの項は図 1 の三角印で囲った元に対応するが、前の丸印の元とあわせてこの束をいくつかの単項イデアルおよび、その単項双対イデアルにわけている。下限式群はこれらの項から

$$\left. \begin{array}{rcl} -w_3 - w_4 + T \geq 1 \\ -w_2 & - & w_4 + T \geq 1 \\ -w_1 & & + T \geq 1 \end{array} \right\} \quad (18)$$

を得るが、以上の操作により $2^4=16$ 個の不等式の代わりに (17), (18) あわせてただ 7 個の不等式ですむことになった。

これらの不等式の個数は各変数の結合度を間接的に比較するつぎの操作により一般にさらに減らし得る。

もちろんいままで得られた不等式を用いてシンプレクス法を適用しても, 以下述べる操作を適用した後得る解も全く同じものである。

操作 2A. 関数の多項式表示の任意の2項 A, B を選び, その両者に含まれる変数を比較して, A 項のみに含まれる変数の値をすべて1とし, B 項のみに含まれる変数の値をすべて0としたときの関数を f_A とする。これは残余の変数のみで表わされた関数である。つぎに前者を0とし後者を1としたときの関数を f_B とする。 f_A と f_B とを比較して, もし $f_A \supset f_B$ ならば A 項に相当する不等式を上限式群から抹消する。もし $f_A \subset f_B$ ならば B 項を抹消し, どちらも成立しなければそのままとする。つぎに残った項について上の操作をくりかえし, 最後にどのように2項を選んで抹消できないとき, それらの項に対応して不等式を作ればよい。多くの場合, この操作によって上限式群のうちからいくつかの不等式が不必要となる。

この操作で不等式が抹消できるのはつぎの理由による。 $f_A \supset f_B$ が成立することは, A 項のみに含まれる変数の結合度の和を $\sum \varepsilon w$ とし B 項のみに含まれる変数の結合度の和を $\sum \theta w$ とするとき残余の変数の組合わせ a のうちで

$$\begin{aligned} \sum \varepsilon w + \sum a w - T &\geq 0 \\ -\sum \theta w - \sum a w + T &> 0 \end{aligned}$$

を満たすものが存在することを意味するから $\sum \varepsilon w > \sum \theta w$ 。したがって A 項に相当する不等式の左辺は B 項に相当する不等式の左辺よりも大きいということになる。ところで問題 1. は目的関数 T を最小にする問題であって, 制約条件 (11) は T のとり得る範囲を上からおさえ, 式 (12) は下から制約しているものであり, 問題 1. の最適解は不等式系 (11), (12) から適当に選んだ式の不等号を等号におきかえて得られる連立一次方程式の解⁽⁶⁾であるから, B 項に相当する不等式が等式であるべきものとすれば A 項に相当する式は当然不等号のみ成立し等号は成立しないから, 連立一次方程式として残されるべきものではない。したがって A 項に相当する不等式は不要になる。

上例の $x_1x_2+x_1x_3+x_2x_3+x_1x_4$ について説明しよう。まず x_1x_2 と x_2x_3 を比較する。前者のみに含まれる変数は x_1 , 後者のみに含まれる変数は x_3 である。 $x_1=1, x_3=0$ とおいたときの関数は x_2+x_4 , $x_1=0, x_3=1$ とおいたときの関数は x_2 故, $x_2+x_4 \supset x_2$ であるから x_1x_2 に相当する不等式を省いてよい。つぎに x_1x_2 と x_2x_3 を較べると $x_1=1, x_3=0$ とおいたとき

の関数は x_2+x_4 , $x_1=0, x_3=1$ とおいたときの関数は x_2 故, $x_2+x_4 \supset x_2$ となるから x_1x_2 に相当する不等式は省いてよい。残る2項 x_2x_3 と x_1x_4 はこのような操作を行なうことができないから, これら2つの項に相当する不等式のみが残る。一般にこのようにして残された不等式のうちどれが等式となるべきかは, 真の n 変数関数に対して丁度 $n+1$ 個残った場合はすべて等式とおいてよいが, その他の場合には線形計画法によらなければわからない。

操作 2B. 今度は操作 1B. で求めた関数について操作 2A. と同様のことを行なえばよいが, ただし $f_A \supset f_B^{-1}$ のとき, A 項でなく B 項に相当する不等式を下限式群から省けばよい。

上例についていえば, もとの関数から操作 1B. で求められる関数 $x_1+x_2x_4+x_3x_4$ について上の操作 2B. を行なえばよい。この場合2つの項 x_2x_4 と x_3x_4 とを比較すると $x_2=1, x_3=0$ としたときの関数は x_1+x_4 , $x_2=0, x_3=1$ としたときの関数は x_1+x_4 で全く同じである。他にどのように選んでも同じであるから省くべき不等式はひとつもない。

操作 3. 以上の操作は問題 1. について述べたものであるが, この操作の後で問題 2. に移せば式 (14), (15) の不等式の個数は $n+1$ 個でもっと同じだが, 変数 v_j の個数が一般に 2^n から大幅に減少することになる。

数値例. 関数 $x_1x_2+x_1x_3+x_2x_3+x_1x_4$ に対して, 問題 1. を考えれば, その制約式は上述の操作によって 16 個あるべきところ, 5 個の不等式

$$\left. \begin{aligned} w_2 + w_3 - T &\geq 0 \\ w_1 + w_4 - T &\geq 0 \\ -w_2 - w_1 + T &\geq 1 \\ -w_2 - w_1 + T &\geq 1 \\ -w_1 + T &\geq 1 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

になってしまう。これは操作 3. によって,

$$\left. \begin{aligned} v_2 - v_3 &\leq 0 \\ v_1 - v_4 &\leq 0 \\ v_1 - v_3 &\leq 0 \\ v_3 - v_2 - v_4 &\leq 0 \\ -v_1 - v_3 + v_2 + v_4 + v_5 &\leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$\text{および } v_j \geq 0, j=1, 2, \dots, 5 \quad (21)$$

の下で目的関数

$$v_1 + v_4 + v_5 \quad (22)$$

を最大とするには, v_1, v_2, \dots, v_5 をどう選んだらよい

かという問題 2. の形に書き直される。さらにつぎのように、シンプレクス・タブロを退化の場合を考慮しつつ計算してゆけば、関数を実現する多数決素子の構造が得られる。ただし、下記の表 1 で u_j は目的関数 (22) の係数であり、 b_{ij} を表の中で i 行 j 列の要素とすると $z_j = \sum_i u_i b_{ij}$ である。 $\lambda_1, \dots, \lambda_5$ はスラック変数を意味する。

表 1 シンプレクスタブロ

i ↓	変数	j→ $u_j \rightarrow$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			右辺	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
1	0	λ_1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	-1
2	0	λ_2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	-1	0
3	0	λ_3	0	0	0	1	0	0	1	0	-1	0	0
4	0	λ_4	0	0	0	0	1	0	0	1	-1	-1	0
5	0	λ_5	1	0	0	0	0	1	-1	-1	①	1	1
		$z_j - u_j$	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	-1	-1
1	0	λ_1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	-1
2	0	λ_2	0	0	1	0	0	0	①	0	0	-1	0
3	0	λ_3	1	0	0	1	0	1	0	-1	0	1	1
4	0	λ_4	1	0	0	0	1	1	-1	0	0	0	1
8	1	v_3	1	0	0	0	0	1	-1	-1	1	1	1
		$z_j - u_j$	1	0	0	0	0	1	-1	-1	0	0	0
1	0	λ_1	0	1	0	0	0	0	0	①	0	0	-1
6	0	v_1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	-1	0
3	0	λ_2	1	0	0	1	0	1	0	-1	0	1	1
4	0	λ_4	1	0	1	0	1	1	0	0	0	-1	1
8	1	v_3	1	0	1	0	0	1	0	-1	1	0	1
		$z_j - u_j$	1	0	1	0	0	1	0	-1	0	-1	0
7	0	v_2	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	-1
6	0	v_1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	-1	0
3	0	λ_1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	①	0
4	0	λ_4	1	0	1	0	1	1	0	0	0	-1	1
8	1	v_3	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
		$z_j - u_j$	1	1	1	0	0	1	0	0	0	-1	-1
7	0	v_2	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	-1
6	0	v_1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0
9	1	v_4	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0
4	0	λ_4	2	1	1	1	1	2	0	0	0	0	①
8	1	v_3	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
		$z_j - u_j$	2	2	1	1	0	2	0	0	0	0	1
7	0	v_2	2	2	1	1	1	2	0	1	0	0	0
6	0	v_1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0
9	1	v_4	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0
10	1	v_5	2	1	1	1	1	2	0	0	0	0	1
8	1	v_3	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
		$z_j - u_j$	4	3	2	2	1	4	0	0	0	0	0

↑ ↑ ↑ ↑ ↑ ↑
T w_1 w_2 w_3 w_4 T

上記のシンプレクス・タブロによって結局最適解として、 $w_1=3$, $w_2=w_3=2$, $w_4=1$, $T=4$ を得る。

操作 4. タブロの進め方は、まず $z_j - u_j$ と記した行のうち負で絶対値最大の $z_k - u_k$ をみつけ、その列

の中で正の値をもつ要素 b_{ak} をみつける。一般に b_{ak} はいくつか存在するが、各 b_{ak} についてそれが属する行の左端に書いてある右辺と書いた列の要素 c_a 、およびスラック変数に関する部分の要素 b_{aj} (上例では $j=1, \dots, 5$) について、

$$\frac{1}{b_{ak}}(c_a + \sum_j b_{aj}e_j)$$

を作り、それが最も小さい値をもつような b_{a^*k} をたゞ一つ選ぶ。(ただし ε は非常に小さな正数)。そこで、その行のすべての要素を b_{a^*k} で割ったもの $b'_{a^*j} = b_{a^*j}/b_{a^*k}$ で置きかえる。ただし変数と記した列の記号は第 k 列の変数で置きかえ、 u_i と記した列の要素は u_k の値で置きかえる。つぎに第 k 列の残りの要素はすべて 0 と置き、その他の残りの b_{ij} はすべて

$$b_{ij} - b'_{a^*k} b_{ik}$$

で置きかえてから、 $z_j - u_j$ を計算すればよい。

以上の操作は普通のシンプレクス法で使われているタブロの作り方に他ならない⁽⁶⁾。そして最後のタブロではつぎの 3 つの場合を生ずる。

(i) 変数 v_j に関する列のうち (上例では第 6 列から第 10 列まで)、上述の操作にしたがって、1 が 1 個のみで他の要素はすべて 0 という置きかえを行なった列 (基底に採用した列) 以外のすべての列で $z_j - u_j > 0$ ならば、問題 1. の最適解はたゞ一つで、しかもスラック変数に関する列 $z_j - u_j$ として得られる。

(ii) もし (基底に採用した列以外の列で) $z_j - u_j = 0$ となるものがあれば、最適解が最後のタブロに現われたもの以外にも存在する。

(iii) 上述の操作で正の値を持つ要素 b_{ak} がみつからない場合、すなわち 0 か負かでしかない場合は、問題 2. の解は目的関数をいくらでも大きくできるので“無限大”である。これはもとの問題 1. に関していえば、制約条件の不等式を満たす解が存在しないことになる。したがって与えられた関数が 1 個の多数決素子で実現できない場合には最後のタブロが必ずこの形になる。

最後のタブロで、基底に採用された変数にスラック変数が残れば、対応する結合度は 0 となる。換言すれば、与えられた論理関数が見かけ上の論理変数の個数よりも本当に少ない論理変数で表わし得る場合である。また結合度および閾値が 0 でなければ、それに対応する問題 2. の不等式は等号で成立している。なお問題 2. で基底に採用された 0 でない変数に対応する問題 1. の不等式も等号で成立している。

5. 6変数以下の多数決関数

表 2

変数の 個 数	V	T	変数の 結合度	K	関 数
2	2	1	11	3	1+2
2	2	2	11	3	12
3	3	1	111	5	1+2+3
3	3	2	111	3	12+13+23
3	3	3	111	5	123
3	4	2	112	5	1+23
3	4	3	112	5	12+13
4	4	1	1111	7	1+2+3+4
4	4	2	1111	5	12+13+23+14+34+24
4	4	3	1111	5	123+124+134+234
4	4	4	1111	7	1234
4	5	2	1112	7	1+23+24+34
4	5	3	1112	5	12+13+14+234
4	5	4	1112	7	123+124+134
4	6	2	1122	9	1+2+34
4	6	3	1122	7	12+13+23+14+24
4	6	3	1113	7	1+234
4	6	4	1113	7	12+13+14
4	6	4	1122	7	12+134+234
4	6	5	1122	9	123+124
4	7	3	1123	9	1+23+24
4	7	5	1123	9	12+134
4	8	4	1223	9	12+13+23+14
4	8	5	1223	9	12+13+234
5	5	1	11111	9	1+2+3+4+5
5	5	2	11111	5	12+13+23+14+24+34+15+25+35+45
5	5	3	11111	5	123+124+134+234+125+135+235+145+245+345
5	5	4	11111	5	1234+1235+1245+1345+2345
5	5	5	11111	9	12345
5	6	2	11112	9	1+23+24+34+25+35+45
5	6	3	11112	7	12+13+14+15+234+235+245+345
5	6	4	11112	7	123+124+134+125+135+145+2345
5	6	5	11112	9	1234+1235+1245+1345
5	7	2	11122	11	1+2+34+35+45
5	7	3	11113	9	1+234+235+245+345
5	7	3	11122	9	12+13+23+14+24+15+25+345
5	7	4	11113	7	12+13+14+15+2345
5	7	4	11122	7	12+134+234+135+235+145+245
5	7	5	11113	9	123+124+134+125+135+145
5	7	5	11122	9	123+124+125+1345+2345
5	7	6	11122	11	1234+1235+1245
5	8	2	11222	13	1+2+3+45
5	8	3	11123	11	1+23+24+25+345
5	8	3	11222	11	12+13+23+14+24+34+15+25+35
5	8	4	11114	9	1+2345
5	8	4	11123	9	12+13+14+15+234+235+245
5	8	4	11222	9	12+13+23+145+245+345
5	8	5	11114	9	12+13+14+15
5	8	5	11123	9	12+134+135+145+2345
5	8	5	11222	9	123+124+134+234+125+135+235
5	8	6	11123	11	123+124+125+1345
5	8	6	11222	11	123+1245+1345+2345
5	8	7	11222	13	1234+1235
5	9	3	11133	13	1+2+345

5	9	3	11223	13	1+23+24+34+25+35
5	9	4	11124	11	1+234+235+245
5	9	4	11133	11	12+13+23+14+24+15+25
5	9	4	11223	11	12+13+23+14+15+245+345
5	9	5	11223	9	12+13+234+235+145
5	9	6	11124	11	12+134+135+145
5	9	6	11133	11	12+1345+2345
5	9	6	11223	11	123+124+134+125+135+2345
5	9	7	11133	13	123+124+125
5	9	7	11223	13	123+1245+1345
5	10	3	11233	15	1+2+34+35
5	10	4	11134	13	1+23+24+25
5	10	4	11224	13	1+23+245+345
5	10	4	12223	13	12+13+23+14+24+34+15
5	10	5	11224	11	12+13+14+15+234+235
5	10	5	11233	11	12+13+23+145+245
5	10	5	12223	11	12+13+14+234+235+245+345
5	10	6	11224	11	12+13+145+2345
5	10	6	11233	11	12+134+234+135+235
5	10	6	12223	11	123+124+134+234+125+135+145
5	10	7	11134	13	12+1345
5	10	7	11224	13	123+124+134+125+135
5	10	7	12223	13	123+124+134+2345
5	10	8	11233	15	123+1245
5	11	4	12233	15	12+23+14+24+34+15+25+13
5	11	5	11225	13	1+234+235
5	11	5	11234	13	12+13+23+14+15+245
5	11	5	12233	13	12+13+23+14+24+345
5	11	7	11225	13	12+13+145
5	11	7	11234	13	12+134+135+2345
5	11	7	12233	13	123+124+134+234+125
5	11	8	12233	15	123+124+1345+2345
5	12	4	12234	17	1+23+24+34+25
5	12	5	11235	15	1+23+245
5	12	5	12234	15	12+13+23+14+24+15+345
5	12	6	11334	13	12+13+23+145
5	12	6	12225	13	12+13+14+15+234
5	12	6	12234	13	12+13+14+234+235+245
5	12	6	22233	13	12+134+234+135+235+145+245+345
5	12	7	11334	13	12+13+234+235
5	12	7	12225	13	12+13+14+2345
5	12	7	12234	13	12+134+234+135+145
5	12	7	22233	13	123+124+134+234+125+135+235+145+245
5	12	8	11235	15	12+134+135
5	12	8	12234	15	123+124+134+125+2345
5	12	9	12234	17	123+124+1345
5	13	5	12235	17	1+23+24+345
5	13	6	12334	13	12+13+14+23+245+345
5	13	6	11335	15	12+13+14+15+23
5	13	8	12334	15	123+124+125+135+134+234
5	13	8	11335	15	12+13+2345
5	13	9	12235	17	123+124+125+134
5	14	6	12245	17	12+13+14+15+23+24
5	14	7	12335	15	12+13+14+234+235
5	14	7	22334	15	12+13+145+234+235+245+345
5	14	8	12335	15	12+13+145+234
5	14	8	22334	15	123+124+125+134+135+145+234+235
5	14	9	12245	17	12+134+2345
5	15	9	12345	17	12+134+135+234
5	16	7	12345	19	12+13+14+23+245
5	16	8	22345	17	12+13+145+234+245+235
5	16	9	22345	17	12+134+145+153+234+235

表 3

n	2 ⁿ	否定を含めた n個以下の変数 に対する関数の個数	否定を含めた丁度 n 個の変数 に対する多数決関数の個数		否定無しで表 わし得る n 個 以下の変数に 対する多数決 関数の個数	n 個以下の変 数に対する多 数決関数の個 数 N(n)	評価式による N(n) の	
			形	個 数			下 限	上 限
1	4	3	1	1	3	4	4	6
2	16	6	2	2	6	14	14	1.5×10 ²
3	256	20	5	9	20	104	104	5.1×10 ³
4	6 536	168	17	96	150	1 882	1 882	1.6×10 ⁷
5	4 294 967 296	7 581	92	2 690	3 287	94 572	37 612	1.5×10 ¹⁰
6	18 446 744 073 709 551 616	7 828 354	994	226 360	244 158	15 028 134	—	1.1×10 ¹⁵
			変数の置換や 否定によって 同じになる関 数を省く			変数の否定に よって生ずる 関数も数える		

今まで述べて来た多数決関数の種々の性質を具体的に検討するために、入力変数の個数が6以下の場合について、すべての多数決関数およびそれらを実現する多数決素子の構造をパラメトロン計算機MUSASINO Iを用いて求めてみた。

5変数以下の多数決関数の置換、否定の両操作によって類別し、各類の代表として、 $w_1 \geq w_2 \geq w_3 \geq w_4 \geq w_5 \geq 0$ の関係を満たす関数を選び表2に示した。6変数の関数は非常に多く、プログラムに特別な技巧を要したので別に述べる⁽⁸⁾。

表2では関数を表示するのに変数は省略してその添字のみで示している。たとえば関数 $x_1 + x_2$ は1+2と表わされている。対応する多数決素子の結合度は w_5 、 w_4, w_3, w_2, w_1 の順にその値を列記した。たとえば22233は $w_1=3, w_2=3, w_3=2, w_4=2, w_5=2$ を示している。

表中、Tは閾値、Vは変数の結合度の総和、Kは常数入力も含めた入力総結合度を示す。すなわち

$$V = \sum_{i=1}^n w_i, n \leq 5$$

$$K = \begin{cases} 2T-1 & \text{常数入力が0のとき} \\ 2(V-T)+1 & \text{常数入力が1のとき} \end{cases}$$

表2に示した多数決素子の構造は与えられた関数を表現するために必要な最小のK, Vの値を与えていることが確かめられている。すなわち問題1.の不等式を満たす w_i の組合わせでKおよびVを最小とするものである。なお5変数までの関数はシンプレクス法と、各変数に整数値を与えてから関数の形を決定する方法との両方で合致することを確かめてある。これらの最良の構造が結合度、閾値等すべて整数値で実現できること、およびK, Vいずれか一方を最小にする組合わせは他方も同時に最小にしていることはこの表から確かめられた多数決関数の興味ある性質である。

表3には変数の個数が小さい場合、1個の多数決素子であらわしうる関数の個数をいろいろな立場から数えて示してある。

(i) n個以下の変数に対する一般の論理関数の個数 2^{2^n} を比較のため示してある。

(ii) 変数の否定を含めたn個以下の変数に対する関数の個数、これはBirkhoffの本⁽⁹⁾からのデータである。多数決関数はこの関数にさらに制約を付したものであるから個数はこれより少ない。

(iii) 変数の否定を含めた丁度n個の変数に対する多数決関数の個数。これは6通りにわけて、まず変数の置換、否定で全く同じとなる関数の類の代表の個数を示し、つぎに変数の置換のみを考慮したときどれ位個数が増えるかを示した。後者は部分的に対称な関数があるから、個々の関数の形を知らないで計算できない。たとえば $n=2$ では $x+y, xy$ の2個である。

(iv) 変数の否定無しで表わし得るn個以下の変数に対する多数決関数の個数。たとえば $n=2$ では、0, 1, $x, y, x+y, xy$ の6個である。

(v) 変数の否定、置換をとることも含めて、n個以下の変数に対する異なった多数決関数の個数 $N(n)$ 。

(vi) 論文(3)4.で求めた多数決関数の総数の上限、下限を示した。下限は論文(3)の補題1~6および定理8,9と同じような方法で作られる関数の個数を示している。これらの上限、下限はnが大となった場合を主として取扱っているため、ここで取扱っているような範囲では近似はかなり悪い。

なお多数決関数の総数と一般の論理関数の総数の比はnが大になるにしたがい零に近づく。

文 献

- (1) 室賀三郎：“多数決原理に基づく理論素子とその回の複雑性”，信学誌，42，11，p 993, (1959-11)。

- (2) 室賀三郎：“1個の多数決素子の関数表示式に関するプログラム”，通研実報，8，6，p 614，(1959)。
- (3) 室賀三郎，戸田巖：“多数決素子の理論”，信学誌，43，10，p 1071，(1960-10)。
- (4) E.N. Gilbert：“Lattice theoretic properties of frontal switching functions”，Jour. of Math. and Physics，5，2，p 185，(1954)。
- (5) A.J. Goldman and A.W. Tucker：“Theory of linear programming”，Annals of Mathematical Studies，38。
- (6) A. Charnes, W.W. Cooper and A. Henderson：“An introduction to linear programming”，John Wiley Co. (1953)。
- (7) 表の一部は室賀三郎：オートマトン入門（電子通信工学講座）共立社（昭34-10）。
- (8) 6変数の関数については，戸田巖，近藤衛，室賀三郎：“6変数の多数決関数”，通研実報に投稿中。
- (9) G. Birkhoff：“Lattice Theory”，Amer. Math. Soci. p 146，(1948)。

(昭和35年6月2日受付)

UDC 621.394.11 : 621.395.74 : 621.376

電話回線による2進データ伝送*

正 員 南

敏

(電気通信研究所)

要約 電話回線を通して2進符号の系列に符号化されたデータを送る場合，信号周波数とサブ搬送波周波数が接近してくると，従来無視しても差しつかえなかった問題，たとえば信号波とサブ搬送波の相対的位相差により復調波形にひずみを生ずるといったような問題がおこってくる。本文ではたとえ信号周波数とサブ搬送波周波数が接近しておっても，適当な処置をすることによりその影響を取り除くことが可能であることを理論的に証明し，つぎにそのような処置をした場合現用の電話回線を用いてどの程度の速度までの通信が可能であるかについて検討した結果を報告する。

1. 序 言

現代産業の飛躍的な発展に伴い，各企業の事務量は非常に増大してきている。この増大した事務量を迅速に処理するため，いわゆる事務の機械化が発達し，データ伝達に対する需要が急速に高まってきた。従来デジタルデータの伝送と言えば，高々50ボーまでの低速電信伝送方式が実用に供されているのみであったが，この増大したデータをさばくために，電話1回線を用いた高速度伝送，あるいは電話12回線分の帯域を用いた超高速度伝送の研究が各国において行なわれている⁽¹⁾。

低速度電信伝送の場合には，音声帯域を再細分して電信chを構成しているため，サブ搬送波周波数に比して信号周波数が低く，比較的問題が少ないが，電話回線1ch分を細分せずにそのままデータ伝送に用いる場合には，サブ搬送波周波数と信号周波数が接近しているため，従来無視しても差しつかえなかった問題，たとえば被変調波の下側帯波成分の一部が0 c/sのところでは折返されてくるために生ずる影響等を考慮する必要がある。また両周波数が接近しているため1ビットの信号中に含まれるサブ搬送波の数が少なく（極

端な場合には1周期以下になることもある），両者の相対的位相差が大きな影響を与えるようになる。本文ではデジタルデータを振幅変調両側帯波方式を用いて伝送する場合に生ずる上記のような問題を検討し，現用電話回線を通してデータを伝送する場合，どの程度まで通信速度を高めることが可能であるかについて検討した結果を報告する。

2. 振幅変調データ伝送方式における折返し成分の影響

信号を $f(t)$ とし，その周波数スペクトルを $F(\omega)$ ，サブ搬送波の角周波数を ω_0 ，伝送路の周波数特性を $T(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)}$ とすれば，図1に示すように被変調波の

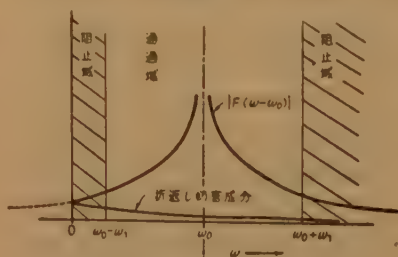


図1 妨害成分説明図

Fig. 1—Aliased component.

下側帯波の一部は0 c/sのところでは折返されて伝送帯域内に入り，伝送波形に妨害を与える。これを除くためには信号を変調器にかける前に低域ろ波器に通せばよいのであるが，実はこの低域ろ波器を用

* Binary Data Transmission on Telephone Circuits. By TOSHI MINAMI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3272]

いることにより、信号波と搬送波の位相差にもとづく影響も同時に取り除くことが可能となる。以下この点について説明する。

まず $F(\omega)$ は

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1)$$

つぎに搬送波を $f(t)$ で変調した場合の波形を $g(t)$ 、その周波数スペクトルを $G(\omega)$ とすれば

$$g(t) = f(t) \cos(\omega_0 t + \alpha) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos(\omega_0 t + \alpha) e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{2} \{ e^{j\alpha} F(\omega - \omega_0) + e^{-j\alpha} F(\omega + \omega_0) \} \quad (3) \end{aligned}$$

ただし α は搬送波の位相

ここで伝送路が、 $\omega_0 - \omega_1 < \omega < \omega_0 + \omega_1$ 以外の領域では無限大の減衰をもつものとすれば $g(t)$ がこの伝送路を通過した後の波形 $R(t)$ は

$$\begin{aligned} R(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) T(\omega) e^{j(\omega t + \theta(\omega))} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) e^{j\omega t} \right. \\ &\quad \cdot T(\omega + \omega_0) e^{j(\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0))} d\omega \\ &\quad + \Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) e^{j\omega t} \\ &\quad \cdot T(\omega + \omega_0) e^{j(\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0) - 2\alpha)} d\omega \\ &\quad \cdot \cos\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \\ &\quad - \frac{1}{2\pi} \left[\Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) e^{j\omega t} \right. \\ &\quad \cdot T(\omega + \omega_0) e^{j(\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0))} d\omega \\ &\quad + \Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) e^{j\omega t} \\ &\quad \cdot T(\omega + \omega_0) e^{j(\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0) - 2\alpha)} d\omega \\ &\quad \cdot \sin\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \quad (4)^* \end{aligned}$$

となる。上式の第 1 項は同相成分を、第 2 項は直交成分を表わしている。各成分の包絡線を示す [……] 内の各積分表示のうちで、搬送波の位相 α の寄与はそれぞれ [……] 内の第 2 項にのみ含まれており、しかも T および F の積分に寄与する領域を考えて見れば、これらの積分はそれぞれ折返し成分を示していることが判るであろう。したがってこの式よりつぎの定理が得られる。

定理 1 搬送波と信号波の相対的位相差にもとづく受信波形のひずみは、信号を変調器にかける前に低域ろ波器に通すことにより、これを取り除くこと

が可能である。

この低域ろ波器は $0 \sim \omega_1$ を通過帯域、 $2\omega_0 - \omega_1$ 以上を阻止域とするようなものであればよく、通過帯域内で振幅特性が平坦で、位相特性が周波数に比例していれば、伝送波形に全然影響を与えないことは式 (4) 中 [……] 内の第 1 項を見れば一目瞭然である。たとえば $300 \sim 3400$ c/s の電話回線を用いた場合、帯域の中央 1850 c/s にサブ搬送波をおけば、 $0 \sim 1550$ c/s を通過帯域、 2150 c/s 以上を阻止域とするようなろ波器を設計すればよいことになる。これは一見当然のように思われることであり、“サブ搬送波の周波数は、このバンドの信号の最高周波数よりも高くなければならない” という記述をのせた論文もあるが⁽²⁾、その理由を詳しく検討した例はないようである。この点についての認識が浅いために、搬送波と信号波との間の位相差を一定に保つべく種々苦勞しているような例がしばしば見受けられる⁽³⁾。そのようなことは一切不必要なことが上の証明で明らかにされた訳である。

3. 伝送路特性と通信速度限界との関係

3.1 伝送路特性とインディシャルレスポンス

伝送路特性の ω_0 についての対称性、奇対称性の影響を見るために式 (4) を書き換えて見る。まず

$$F(\omega) = |F(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{とすれば} \quad |F(\omega)| &= |F(-\omega)| \\ \varphi(\omega) &= -\varphi(-\omega) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{であり、また} \quad T(\omega_0 + \omega) &= T_u(\omega) \\ T(\omega_0 - \omega) &= T_L(\omega) \\ \theta(\omega_0 + \omega) - \theta(\omega_0) &= \theta_u(\omega) \\ \theta(\omega_0 - \omega) - \theta(\omega_0) &= \theta_L(\omega) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

とおき、 T_u 、 T_L 、 θ_u 、 θ_L を偶対称成分並びに奇対称成分に分解すれば

$$\left. \begin{aligned} T_u &= T_e + T_o, & T_L &= T_e - T_o \\ \theta_u &= \theta_e + \theta_o, & \theta_L &= \theta_e - \theta_o \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし} \quad T_e, \theta_e &\dots\dots\dots \text{偶対称成分} \\ T_o, \theta_o &\dots\dots\dots \text{奇対称成分} \end{aligned} \right\}$$

これを用いれば $R(t)$ はつぎのようになる。

$$\begin{aligned} R(t) &= \left[\Re e \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) e^{j\omega t} \right. \\ &\quad \cdot T(\omega + \omega_0) e^{j(\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0))} d\omega \\ &\quad + \Re e \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) e^{j\omega t} \\ &\quad \cdot T(\omega + \omega_0) e^{j(\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0) - 2\alpha)} d\omega \\ &\quad \cdot \cos\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \end{aligned}$$

* 付録 1 参照。

$$\begin{aligned}
& - \left[\rho m \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) e^{j\omega t} \right. \\
& \quad \cdot T(\omega + \omega_0) e^{j[\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0) - 2\alpha]} d\omega \\
& \quad + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} |F(\omega)| T_e(\omega) \\
& \quad \cdot \cos\{\omega t + \theta_0(\omega) + \varphi(\omega)\} \sin \theta_e(\omega) d\omega \\
& \quad + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} |F(\omega)| T_o(\omega) \\
& \quad \cdot \sin\{\omega t + \theta_0(\omega) + \varphi(\omega)\} \cos \theta_e(\omega) d\omega \\
& \quad \cdot \sin\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \quad (9)^*
\end{aligned}$$

式(9)より一応、振幅特性、位相特性の偶対称成分並び奇対称成分の寄与、折返し成分の寄与等がわかる訳であるが、伝送路特性を与えられたときの伝送速度限界を調べるために信号入力として単位関数を用い、折返し成分を取り除くように理想的低域ろ波器を通した場合の応答 $R_u(t)$ を求めて見る。

$$\begin{aligned}
R_u(t) &= \left[\frac{T(\omega_0)}{2} \right. \\
& \quad + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} \frac{T_e(\omega) \sin\{\omega t + \theta_0(\omega)\} \cos \theta_e(\omega)}{\omega} \\
& \quad \cdot \frac{\div T_o(\omega) \cos\{\omega t + \theta_0(\omega)\} \sin \theta_e(\omega)}{d\omega} \left. \right] \\
& \quad \cdot \cos\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \\
& \quad + \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} \frac{T_o(\omega) \cos\{\omega t + \theta_0(\omega)\} \cos \theta_e(\omega)}{\omega} \right. \\
& \quad \cdot \frac{- T_e(\omega) \sin\{\omega t + \theta_0(\omega)\} \sin \theta_e(\omega)}{d\omega} \left. \right] \\
& \quad \cdot \sin\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \quad (10)^*
\end{aligned}$$

振幅特性の奇対称成分・位相特性の偶対称成分がないときには $R_u(t)$ はつぎのようになり

$$\begin{aligned}
R_u(t) &= \left[\frac{T(\omega_0)}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} \frac{T_e(\omega) \sin\{\omega t + \theta_0(\omega)\}}{\omega} d\omega \right] \\
& \quad \cdot \cos\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \quad (11)
\end{aligned}$$

直交成分は生ぜず、いわゆる等価低域ろ波器特性 $(Te(\omega)e^{j\theta_e(\omega)})$ が得られる。

以上のことからつぎの定理が得られる。

定理2 搬送周波数に対し伝送路の振幅特性が偶対称、位相特性が奇対称であり、かつ被変調波の下側帯波折返し成分がなければ直交成分は生じない。振幅特性の奇対称成分・位相特性の偶対称成分が存在するとき各成分の寄与は式(10)により示される。式(10)の被積分関数はいずれも有限フーリエ変換の形を持っており、Filonにより近似計算法が与えら

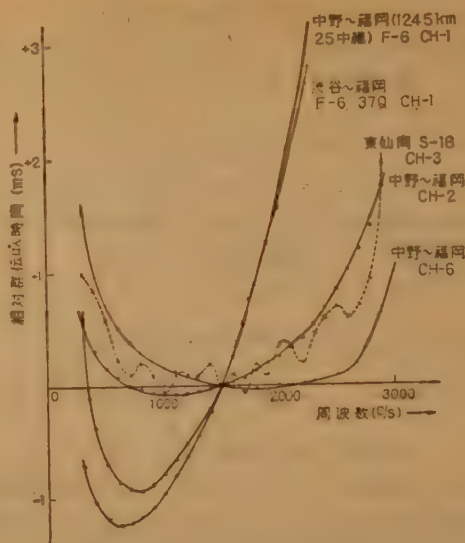


図2 電話回線の群伝ばん時間特性
Fig. 2—Propagation times in relation to frequency of telephone circuits.

れている⁽⁴⁾。またデジタル計算機で数値計算をする場合にも簡単な変形をするだけで4つの積分を同じプログラムで行なうことができる。

3.2 現用電話回線を用いたときの伝送速度限界

3.1 で得られた結果を利用して、現用電話回線を用いて符号伝送した場合の伝送速度限界を求めよう。まず伝送路の遅延特性であるが、現在までのところ F-6 および S-18 方式の特性が得られておりこれを図2に示す。ch 1を除きほぼ似たような特性をもっている。これを八次までの多項式で近似し計算を行なった。なお特性は1500 c/sを中心とし遅延特性で偶対称になるものとした。また振幅特性も1500 c/sに対して偶対称であるとして八次までの多項式で近似し、なお100～

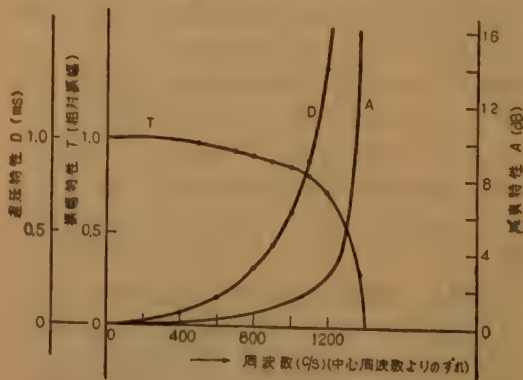


図3 振幅および遅延特性
Fig. 3—Amplitude and delay characteristics.

* 式(9),(10)の誘導は付録2参照。

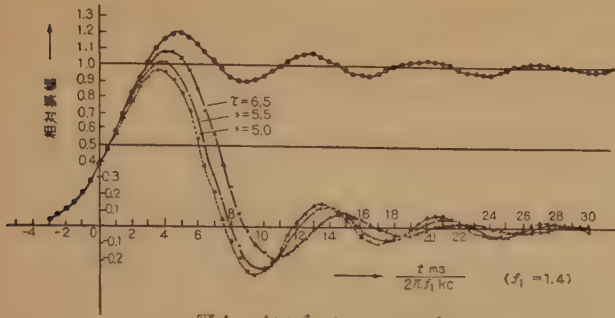


図4 インディシャルレスポンス
Fig.4—Indicial response.

2900 c/s 以外では $T(\omega)=0$ とした。これらの特性を図3に示す。さてこれらの θ および T を用いて式(10)の包絡線を数値計算すると図4のような結果が得られる。これを利用すれば1短点が入ってきたときの応答を求めることができ、図4にはそのグラフを示してある。1短点波形に対する回路網の応答から、符号伝送にお

ける誤り率を求める方法については、先に発表されているが^{(5),(6)}、それにしたがって、残留応動の最大値 x_1

並びに最小

値 x_2 を求めると図5のごとくなる。ただし短点幅を色々にかえたときの残留値 α_i を求めるときのサンプル点は、インディシャルレスポンスが最終収束値の

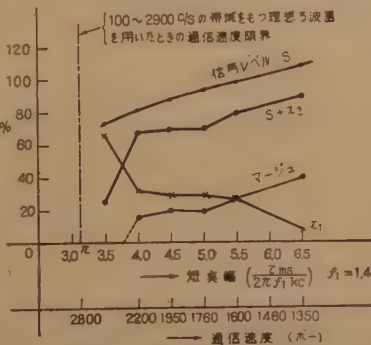


図5 通信速度対マージン特性
Fig.5—Margin to transmission rate.

1/2 となる時間を t_0 、短点幅を τ としたとき

$$t = t_0 + \frac{(2i+1)\tau}{2} \quad (12)$$

$$i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

に選んだ。

信号レベルを S とすれば、マージン M は次式で与えられる。

$$M = \frac{s + x_2 - x_1}{2} \quad (13)$$

図5にはこれらの値も示してある。この図より

$$\left. \begin{aligned} \tau/2\pi f_1 &= 4.0 \\ f_1 &= 1.4 \text{ kc} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

すなわち 2,200 ボー位までの通信が可能であることが判明した。

4. 結 言

以上の解析により電話回線を用いて2進符号伝送を行なう場合に用いる前置低域ろ波器の意味が明らかとなり、さらに現用電話回線（ただしこれは 300~2700 c/s 帯域をもつ狭帯域の方式である）を利用した場合、振幅変調両側帯方式によりデータを伝送すれば、2,200 ボー程度までの通信が可能であることが判明した。われわれはこれらの検討結果をおりこんで、符号伝送試験装置を試作し目下実験中であり、伝送路特性と波形ひずみ特性、あるいは通信速度とマージンとの関係についての結果が得られ次第また別の機会に発表させていただきたいと望んでいる。

最後に数値計算の際色々御骨折願った、日本電信電話公社電気通信研究所の浜尾並びに池田社員・電子応用研究室計算機室の方々、および色々御援助をいただいた電気通信研究所宮崎次長・新堀通信網課長・村井通信網課長補佐・星子伝送研究室長補佐その他の方々に深く感謝の意を表わす。

付録 (1) 式(4)の誘導

$$\begin{aligned} R(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) T(\omega) e^{j[\omega t + \theta(\omega)]} d\omega \\ &= \frac{1}{4\pi} \int_{-\omega_0 - \omega_1}^{-\omega_0 + \omega_1} F(\omega - \omega_0) T(\omega) e^{j[\omega t + \theta(\omega) + \alpha]} d\omega \\ &\quad + \frac{1}{4\pi} \int_{-\omega_0 - \omega_1}^{-\omega_0 + \omega_1} F(\omega + \omega_0) T(\omega) e^{j[\omega t + \theta(\omega) - \alpha]} d\omega \\ &= \frac{\cos \alpha}{2\pi} \operatorname{Re} \int_{-\omega_0 - \omega_1}^{\omega_0 + \omega_1} [F(\omega + \omega_0) + F(\omega - \omega_0)] T(\omega) e^{j[\omega t + \theta(\omega)]} d\omega \\ &\quad + \frac{\sin \alpha}{2\pi} \operatorname{Im} \int_{-\omega_0 - \omega_1}^{\omega_0 + \omega_1} [F(\omega + \omega_0) - F(\omega - \omega_0)] T(\omega) e^{j[\omega t + \theta(\omega)]} d\omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= -\frac{\cos \alpha}{2\pi} \cos[\omega_0 t + \theta(\omega_0)] \Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} [F(2\omega_0 + \omega) + F(\omega)] T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad - \frac{\cos \alpha}{2\pi} \sin[\omega_0 t + \theta(\omega_0)] \Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} [F(2\omega_0 + \omega) + F(\omega)] T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad + \frac{\sin \alpha}{2\pi} \cos[\omega_0 t + \theta(\omega_0)] \Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} [F(2\omega_0 + \omega) - F(\omega)] T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad + \frac{\sin \alpha}{2\pi} \sin[\omega_0 t + \theta(\omega_0)] \Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} [F(2\omega_0 - \omega) - F(\omega)] T(\omega - \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi} \cos(\omega_0 t + \theta(\omega_0) - \alpha) \Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad + \frac{1}{2\pi} \cos\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad - \frac{1}{2\pi} \sin\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) - \alpha\} \Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad - \frac{1}{2\pi} \sin\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi} [\Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad + \Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0) - 2\alpha]} d\omega] \cos\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \\
&\quad - \frac{1}{2\pi} [\Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&\quad + \Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(2\omega_0 + \omega) T(\omega + \omega_0) e^{j[\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0) - 2\alpha]} d\omega] \sin\{\omega_0 t + \theta(\omega_0) + \alpha\} \quad (4)
\end{aligned}$$

(2) 式(9), (10) の誘導

式(4)のうち

$$\begin{aligned}
&\Im m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) e^{j\omega t} T(\omega + \omega_0) e^{j[\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \\
&= \Im m \int_0^{\omega_1} |F(\omega)| T_L(\omega) e^{j[-\omega t + \theta_L(\omega) - \varphi(\omega)]} d\omega + \Im m \int_0^{\omega_1} |F(\omega)| T_u(\omega) e^{j[\omega t + \theta_u(\omega) + \varphi(\omega)]} d\omega \\
&= \Im m \int_0^{\omega_1} |F(\omega)| e^{j\theta} [T_e e^{j(\omega t + \theta_0 + \varphi)} + T_o e^{-j(\omega t + \theta_0 + \varphi)} + T_o e^{j(\omega t + \theta_0 + \varphi)} - T_e e^{-j(\omega t + \theta_0 + \varphi)}] d\omega \\
&= \int_0^{\omega_1} 2|F(\omega)| T_e(\omega) \cos\{\omega t + \theta_e(\omega) + \varphi(\omega)\} \sin \theta_e(\omega) d\omega \\
&\quad + \int_0^{\omega_1} 2|F(\omega)| T_o(\omega) \sin\{\omega t + \theta_o(\omega) + \varphi(\omega)\} \cos \theta_o(\omega) d\omega \quad (2.1)
\end{aligned}$$

上式を式(4)に代入すれば式(9)が得られる。

さて信号入力としてつぎに示す波形を用いる。

$$\left. \begin{aligned} f(t) &= 0 & t < 0 \\ f(t) &= e^{-rt} & t > 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

ただし r は正の実数で充分小なる値とする。これより

$$F(\omega) = \int_0^{\infty} e^{-(r+j\omega)t} dt = \frac{1}{r+j\omega} \quad (2.3)$$

式(4)中第1項の積分を I_1 とすれば

$$I_1 = \frac{1}{2\pi} \Re e \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) T(\omega + \omega_0) e^{j\omega t} e^{j[\theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)]} d\omega \quad (2.4)$$

 $r \rightarrow 0$ とすれば入力は単位関数となり

$$\lim_{r \rightarrow 0} I_1 = \lim_{\rho \rightarrow 0} \left[\Re e \frac{1}{2\pi j} \int_{-\omega_1}^{-\rho} \frac{T(\omega + \omega_0) \cos\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \right. \\ \left. + \Re e \frac{1}{2\pi j} \int_{-\rho}^{\rho} \frac{T(\omega + \omega_0) \cos\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \right. \\ \left. + \Re e \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} \frac{T(\omega + \omega_0) \sin\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \right] \quad (2.5)$$

上式中第1項積分は実となる故

$$\lim_{r \rightarrow 0} I_1 = \lim_{\rho \rightarrow 0} \Re e \frac{1}{2\pi j} \int_{-\rho}^{\rho} \frac{T(\omega_0)}{\omega} d\omega \\ + \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} \frac{T(\omega + \omega_0) \sin\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \quad (2.6)$$

積分路を図6のごとくにとり, $\oint_{-\rho}^{\rho} [\omega = \rho e^{j\theta}]_{\pi}^{2\pi}$ とおけば

$$\lim_{r \rightarrow 0} I_1 = \frac{T(\omega_0)}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_1}^{\omega_1} \frac{T(\omega + \omega_0) \sin\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \quad (2.7)$$

また式(4)中第3項の積分を I_2 とすれば

$$I_2 = -\frac{1}{2\pi} \mathcal{J}m \int_{-\omega_1}^{\omega_1} F(\omega) T(\omega + \omega_0) e^{j\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}} d\omega \quad (2.8)$$

$$\lim_{r \rightarrow 0} I_2 = \lim_{\rho \rightarrow 0} -\mathcal{J}m \left[\int_{-\omega_1}^{-\rho} + \int_{-\rho}^{\rho} + \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T(\omega + \omega_0)}{2\pi j \omega} e^{j\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}} d\omega \right]$$

$\int_{-\rho}^{\rho}$ なる項は実となるから

$$\lim_{r \rightarrow 0} I_2 = \lim_{\rho \rightarrow 0} -\mathcal{J}m \left[\int_{-\omega_1}^{-\rho} + \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T(\omega + \omega_0)}{2\pi j \omega} e^{j\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}} d\omega \right] \\ = \lim_{\rho \rightarrow 0} \left[\int_{-\omega_1}^{-\rho} + \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T(\omega + \omega_0)}{2\pi \omega} \cos\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\} d\omega \right] \quad (2.9)$$

$$\text{さて} \quad \int_{-\omega_1}^{-\rho} \frac{T(\omega + \omega_0) \cos\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \\ = - \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T(\omega_0 - \omega) \cos\{\omega t - \theta(\omega_0 - \omega) + \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \\ = - \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T_e(\omega) [\cos\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cos \theta_0(\omega) + \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \sin \theta_0(\omega)]}{\omega} d\omega \\ + \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T_o(\omega) [\cos\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cos \theta_0(\omega) + \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \sin \theta_0(\omega)]}{\omega} d\omega \quad (2.10)$$

$$\text{また} \quad \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T(\omega + \omega_0) \cos\{\omega t + \theta(\omega + \omega_0) - \theta(\omega_0)\}}{\omega} d\omega \\ = \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T_e(\omega) [\cos\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cos \theta_0(\omega) - \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \sin \theta_0(\omega)]}{\omega} d\omega \\ + \int_{\rho}^{\omega_1} \frac{T_o(\omega) [\cos\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cos \theta_0(\omega) - \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \sin \theta_0(\omega)]}{\omega} d\omega \quad (2.11)$$

(2.10) と (2.11) を加えれば

$$\lim_{r \rightarrow 0} I_2 = \lim_{\rho \rightarrow 0} 2 \int_{\rho}^{\omega_1} \left[\frac{T_o(\omega) \cos\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cos \theta_0(\omega)}{\omega} - \frac{T_e(\omega) \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \sin \theta_0(\omega)}{\omega} \right] d\omega \quad (2.12)$$

しかるに T_e, θ_e は偶関数, T_o, θ_o は奇関数であるから

$$T_e = k_0 + k_2 \omega^2 + k_4 \omega^4 + \dots, \quad \theta_o = K_1 \omega + K_3 \omega^3 + K_5 \omega^5 + \dots \\ T_o = k_1 \omega + k_3 \omega^3 + k_5 \omega^5 + \dots, \quad \theta_e = K_0 + K_2 \omega^2 + K_4 \omega^4 + \dots \quad (2.13)$$

とおくことができ, $\rho \rightarrow 0$ のとき式(2.12)の被積分関数は



図6 積分路
Fig. 6—Contour for integral.

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_o(\omega) \cdot \cos\{\omega t + \theta_o(\omega)\} \cdot \cos \theta_o(\omega)}{\omega} &\rightarrow k_1 \\ \frac{T_e(\omega) \cdot \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cdot \sin \theta_e(\omega)}{\omega} &\rightarrow k_o K_1 K_o \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

となるから積分範囲を $0 \sim \omega_1$ とすることができる。これより

$$\begin{aligned} R_H(t) = & \left[\frac{T_o(\omega_o)}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} \frac{T_e(\omega) \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cdot \cos \theta_e(\omega) + T_o(\omega) \cos\{\omega t + \theta_o(\omega)\} \cdot \sin \theta_o(\omega)}{\omega} d\omega \right] \\ & \cdot \cos\{\omega_o t + \theta(\omega_o) + \alpha\} \\ & + \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_1} \frac{T_o(\omega) \cos\{\omega t + \theta_o(\omega)\} \cdot \cos \theta_o(\omega) - T_e(\omega) \sin\{\omega t + \theta_e(\omega)\} \cdot \sin \theta_e(\omega)}{\omega} d\omega \right] \\ & \cdot \sin\{\omega_o t + \theta(\omega_o) + \alpha\} \end{aligned} \quad (10)$$

が得られる。

文 献

- (1) C.C.I.T.T. Working Party 43-Contribution, No. 1~17, (1959~1960).
- (2) A.W. Horton, H.E. Vaughan: "Transmission of digital information over telephone circuits", B.S.T.J., **34**, 3, p 511, (May 1955).
- (3) C.C.I.T.T. Working Party 43-Contribution, No. 11 (1960).
- (4) C.J. Tranter: "Integral transforms in mathematical physics", London-Methuen & Co. Ltd. (1951).
- (5) 星子幸男, 南敏, 大森喬: "2進符号伝送における伝送ひずみによる誤り率と符号ひずみ特性", 信学誌, **43**, 2, p 146, (1960-02).
- (6) 星子幸男, 杉山宏: "2進符号の誤り率について", 信学会インホームエーション理論研究資料, (1960-04). (昭和 35 年 6 月 4 日受付)

UDC 631.142

ETL Mark 4 A の磁心記憶装置*

正員 矢板 徹 正員 夏目 英雄
新田 松雄 後藤 竜夫

(電気試験所)

要約 トランジスタ駆動回路の開発により、国産磁心・全トランジスタ駆動による磁心記憶装置の試作を目的とした研究の概要とその結果を述べた。

容量は 1,000 語 40,000 ビットで、電気試験所の電子計算機 ETL-Mark 4 A に実装して実用に供されている。

構成および方式、回路の動作、用いた磁心の特性、全体の動作等について詳述した。特に XY 駆動回路およびその温度補償、計算機に同期した直列駆動方式、および実際に計算機に連動した運転状況等に主眼をおいて報告した。

1. ま え が き

電子計算機の磁心記憶装置は 1950 年前後に Forrester⁽¹⁾, Papian⁽²⁾ らによって提案せられてから急速に進歩発展⁽³⁾⁻⁽⁵⁾、速度信頼性等の点から最もすぐれた記憶装置として、現在欧米の大形電子計算機には内部主記憶装置としてほとんどこれが用いられている⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。駆動方式も Forrester⁽¹⁾, Rajchman⁽⁹⁾ らの提唱した三次元的な一致電流方式から Word Selection^{(8),(9)} 方式へさらに 2 磁心に 1 ビットを記憶させる方式⁽¹⁰⁾

へとサイクル・タイムの短縮および信頼性の向上に力がかかれ、当初 10 μ s 内外のサイクル・タイムが 2 μ s 内外に短縮されている⁽¹⁰⁾によれば 0.5 μ s まで可能と報告されているがまだ実用化されていない。また駆動は当初すべて真空管によって行なわれていたが、トランジスタ技術の進歩に伴い、磁心記憶装置のトランジスタ化も徐々に進められ、1956 年頃より全トランジスタ駆動のものが作られるようになった^{(11),(12)}。

本邦においては、これらの研究が著しく立遅れていたが、最近に至りようやく研究の段階から実用の段階に移り、各所で磁心記憶装置の試作が進められている^{(13),(14)}。

筆者らは、かつて真空管駆動の 256 語 3,840 ビットの磁心マトリクス記憶装置を開発した⁽¹⁵⁾。その後国

* Magnetic Core Memory of ETL Mark 4 A. By TOHRU YAITA, HIDEO NATSUME, Members, MATSUGO NITSUTA and TATSUO GOTO (Electrotechnical Laboratory, Tokyo). [論文番号 3273]

産トランジスタの進歩によりトランジスタによる磁心記憶装置の駆動が可能であると考え、種々回路の研究を行ない⁽¹⁶⁾、昨 1959 年 8 月電気試験所の電子計算機 ETL-Mark 4 A⁽¹⁷⁾ に国産磁心、全トランジスタ駆動の磁心記憶装置を取り付けその運転を開始した。当初は各部回路に種々不備な点があり、駆動電流の振幅の均一性およびその温度制御、読取り増幅器利得の温度補償等も充分でなかった。その後これらに種々の改良を施し、また実際に計算に用いるにあたって生ずる思わぬ障害を克服し、本年に入ってから終夜連続運転にも充分耐えるようになり全体としての完成を見た。各部回路⁽¹⁶⁾、⁽¹⁸⁾や駆動方式⁽¹⁹⁾、磁心の特性⁽²⁰⁾等についてはすでに二、三報告を行なったが、その後計算機に連動した運転状況を含め改めて全装置としての報告を行なう。

2. 構成および方式

Mark 4 A は内部 10 進法の固定小数点同期式直並列形電子計算機であって、クロックは約 200 kc、1 語は直列 8 桁、1 桁は並列 4 ビット (1-2-4-8 コード) である。本磁心記憶装置はこれに付属せしめるため、語の構成は計算機本体と同一とした。ただし本体との情報の授受に際し 1 桁につき 1 ビットのパリティ・チェックを付した。容量は 1000 語で合計 $5 \times 8 \times 1,000 = 40,000$ ビットの磁心を持ち、線形パルス変圧器、全トランジスタにより駆動している。すなわち約 600 個のトランジスタ、約 1000 個のダイオードおよび 180 の線形パルス変圧器を約 180 個のパッケージおよび変圧器ボードとに組み込み、磁心を含む全体を一つの架に収納している。全体の消費電力は全運転時約 60 W である。駆動は通常の一一致電流方式によっている。この方式そのものについてはすでに周知のことであるので^{(21)~(23)} 詳細は省略するが、その適用に従来のものと若干の相違があるので以下本装置に用いた駆動方式⁽¹⁹⁾について述べる。

この装置は計算機に同期した運転と言うことをたてまえとした。もとより記憶装置としては全ビット並列に書込みおよび読出しを行なうことが速度の点で望ましい訳であるが、計算機本体が直列方式のものである限り記憶装置のみ並列としても動作速度の向上になんら寄与しないのみならず、入出力において直並列変換のレジスタを必要とし、また書込み駆動回路 (Z driver)、読取り増幅器は全並列ビット分用意しておかな

ければならない等の欠点がある。これらの困難を避けるため、この記憶装置では計算機に同期した直並列駆動方式を採用し、計算機本体と記憶装置内における情報の速度を同一にして入出力のレジスタを省くとともに、読取り増幅器および書込み駆動回路数を節約した (1 語の桁数を n とするとき、それぞれ $2/n$ となる)。計算機のクロックは約 200 kc、したがって 1 周期は約 $5 \mu s$ であるので、この間に読出しおよび再生書込みを行なうことは磁心のスイッチング時間からやや無理がある。そこである直列桁の読出しと同時期にその前の桁の書込みを行なう方法を採用した。こうすることによって波形発生回路はやや複雑となり、XY 駆動回路数が若干多くなる (1 語の桁数を n とすれば、二重コインシデンスにより選択する場合通常の並列駆動と比較して約 \sqrt{n} 倍の駆動回路が必要となる) 等の欠点はあるが、既述の利点によって充分補いうる。

マトリクスは全記憶語数を W 、1 語の桁数を n 、1 桁の並列ビット数を q とするとき、 $XY=W$ 、 $nX \approx Y$ を満足するような整数 X 、 Y を選んで、 qX と Y とをそれぞれの辺とするマトリクスを n 枚積み重ねて構

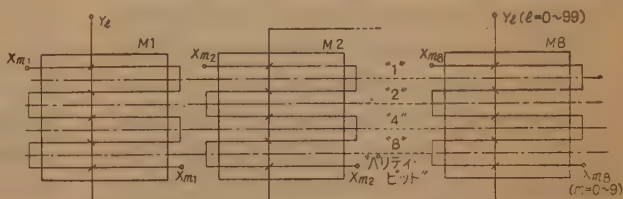


図1 マトリクスの配置と XY 巻線
Fig. 1—Configuration of core matrix and X and Y windings.

成する。われわれの場合は $W=1000$ 、 $n=8$ 、 $q=5$ であるので、 $X=10$ 、 $Y=100$ を選び、 50×1000 のマトリクス 8 枚 (実際には便宜上 50×50 を 16 枚) で構成した。図 1 に本装置に用いたマトリクスの配置と XY 巻線の一部を示した。Y 巻線は全桁直列に 100 組、X 巻線は各桁ごと全並列ビット直列に 10×8 組ほどこす。つぎに Y 巻線の中の選ばれた Y_l 、X 巻線の中の選ばれた $X_{m1}, X_{m2}, \dots, X_{mb}$ にそれぞれ図 2 に示するような電流を通ずる。ただし各電流パルスの振幅は磁心を駆動するに適当な値の $1/2$ であり、パルス間隔は $5 \mu s$ である。各マトリクスにおいて相隣る磁心はすべて互いに 90 度の角をなすように配置されているが、磁心の一つに注目したとき X、Y と後に述べる Z の電流の相対的な向きが、全磁心について図 2 の通りになるように電流を通ずることにむじゅんは生じない。このようにすると図 2 の時刻 1 においてパルス (a)、

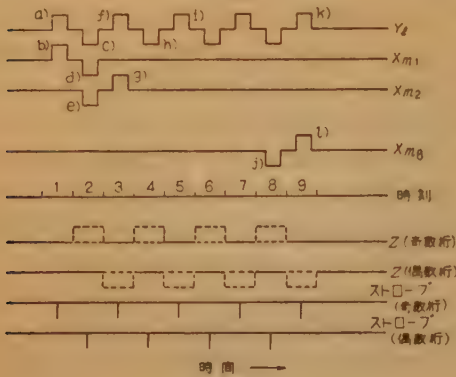


図2 X, Y, Z およびストロブ・パルス
タイミング・ダイアグラム
Fig. 2.—Timing diagram of X, Y, Z currents
and strobe pulse.

(b) が M_1 の中の選ばれた磁心5個(以下単に M_1 等と書く)の読出しを行ない, 時刻2においてパルス(c), (d) が M_1 に“1”を書込むとともに(c), (e) が M_2 の読出しを行なう。すなわちパルス(c)は M_1 の書込みと M_2 の読出しを行なう。以下同様にしてパルス(k), (l) が時刻9において M_2 に“1”を書込んで全桁の読出しおよび“1”の書込みを完了する。上の操作と並行してZ巻線による選択書込みを行なう。Z巻線は混乱を避けるため図1には記入しなかったが, 奇数桁のマトリクス of 全磁心を貫通する Z_{odd} と, 偶数桁のマトリクス of 全磁心を貫通する Z_{even} の2組を各並列ビットごとに計10組ほどこしてある。これらに再生または新たに書込む情報が“0”の場合に図2に示すような選択書込み電流を通ずることによって選択書込みを行なう。読取り巻線もZ巻線と同様, 各ビットごとに奇数桁のもの S_{odd} と偶数桁のもの S_{even} の計10組ほどこし, それぞれ別々の読取り増幅器に導き, 図2に示す時刻にストロブする。しかし同一並列ビットに属する奇偶両出力を論理和回路に入れて, そのビットの出力とする。

3. 回路および動作

図3に全体のブロック図を示した。以下各ブロック回路について簡単に記述する。

3.1 波形発生回路

図4に波形発生回路のブロック図を示す。この回路は計算機本体からクロックおよび命令を受けて, それらにより記憶装置内の他ブロック回路に必要な波形を発生してそれぞれに送り出

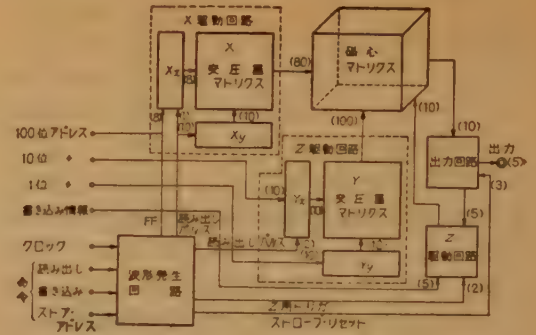


図3 全ブロック図
Fig. 3—General block diagram.

すものである。記憶装置から見た計算機の命令には通常の読出し, 書込みの他にアドレス部のみに書込むストア・アドレスの3通りある(注, アドレス部のみ読出しの命令は記憶装置としては区別してない)。波形発生回路はこれら命令のうちいずれか一つがスタート・パルスの形で入ることによって動作を開始し, 動作の終了を自からの計数回路によって判断して動作を停止する。これらの機能を図4におけるSSC, FF, STPが行なう。しかしその動作中読出しパルス, ストロブ・パルス, リセット・パルスおよびZ回路用トリガパルスを指定の時刻に発生してそれぞれに送り出す。3種類の命令(“read”, “write”, “store address”)の区別はつぎの通りである。いずれの命令によっても波形発生回路はストロブ・パルスを除き同様に動作を開始するが, ストロブ・パルスのみは“read”の場合には全8桁発生しているのに対して“write”の場合には全桁, “store address”の場合には最初の5桁(符号部1桁とアドレス部4桁)だけ抑

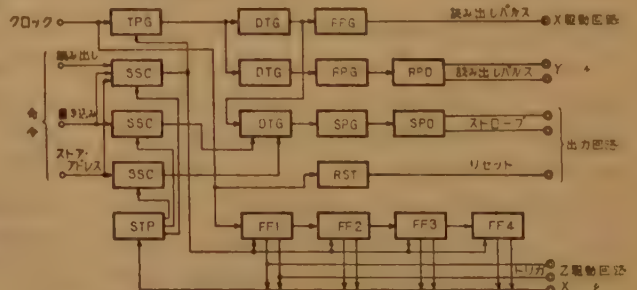


図4 波形発生回路ブロック図
Fig. 4—Block diagram of wave form generator circuit.

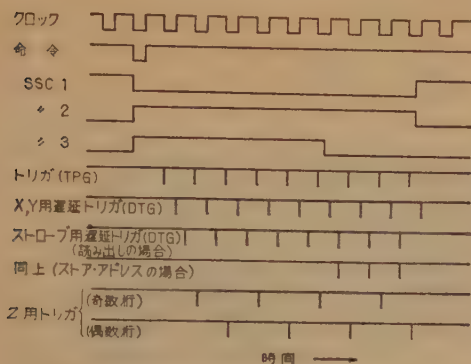


図5 波形発生回路タイミング・ダイアグラム

Fig. 5—Timing diagram of wave form generator circuit.

止されるようになっている。図5に波形発生回路各部の波形をタイミング・ダイアグラムとして示した。

3.2 X および Y 駆動回路⁽¹⁴⁾

前節で述べたように直列駆動方式を用いた結果、桁番号も記憶装置内では一種のアドレスとして取り扱い、結局 $1,000 \times 8 = 8,000$ のアドレスがあることになる。これらのうち X 駆動回路は 100 位アドレス (0~9) と桁番号 (1~8), Y 駆動回路は 10 位アドレス (0~9) と 1 位アドレス (0~9) のおのおのの一つあてを受け取り、読出しおよび書込みパルスとのコインシデンスによって選ばれたアドレスに所要の駆動電流を送る。図6に実際の X 駆動回路を示した。同図において T_{r1} は読出しおよび書込みパルスとアドレス信号の一方 (X の場合は桁番号, Y は 10 位アドレス) との AND 回路出力を電流増幅するエミッタ・ホロウ, T_{r2} はエミッタ接地主電流増幅トランジスタ, T_{r3} はベース接地インピーダンス変換用トランジスタである。この回路で T_{r2} のエミッタ・コレクタ間および T_{r3} のエミッタ・ベース間電圧降下を $|V_2 - V_1|$ に比

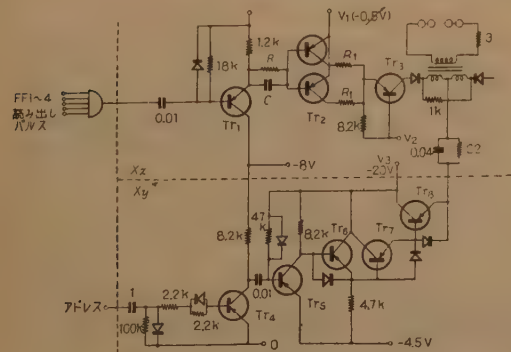


図6 X 駆動回路

Fig. 6—X driver circuit.

して無視し, T_{r3} のベース接地電流増幅率を α_3 とすれば, 負荷インピーダンスの変動にかかわらず $(\alpha_3 |V_2 - V_1|) / (R_1/2)$ の電流を変圧器一次側に送ることができる。また T_{r1} はアドレス信号のもう一方 (X は 100 位, Y は 1 位の各アドレス) をダイナミックな形からスタティックなゲート電圧に変換するスタティサイザ⁽¹⁵⁾であり, T_{r1} によってそのゲート電圧を反転増幅してエミッタ・ホロウ T_{r2} に通している。 T_{r2} はスイッチ作用のトランジスタでそのベース電流がゲート電圧波形に与える影響を少なくするため T_{r1} との複合接続とした。こうして変圧器マトリクスの中の一つが選ばれ, その二次側に接続された記憶磁心群に所望の駆動電流を通ずる。

図6において変圧器の中性点から T_{r3} のエミッタに至る回路に入っている CR 並列回路は, T_{r3} のコレクタ消費電力およびフライバック時にベース・コレクタ間にかかる電圧を少なくするため挿入したものである。すなわち T_{r3} のコレクタと T_{r2} のエミッタの間には T_{r3} がオンのとき $V_3 - V_2$ の電圧がかかるが, この電圧は電流パルスの立ち上がり時に変圧器一次側換算のインダクタンスにかかる電圧 (主として磁心が $1/2$ の励磁を受けるために生ずる雑音電圧) を見越して大きくとっておかなければならない。もし CR 並列回路がなければパルスが一定値に達するとその必要な電圧は負荷の抵抗分に供給する電圧だけになって, その差は全部 T_{r3} のベース・コレクタ間にかかる。図のように CR 並列回路を入れておけば, 電流パルスの立ち上がり部分に対応する間は C を通して電流を流し, パルスが一定値に達するにつれて C が充電され R で電圧を負うようにすることができる。また電流パルスが終わったとき変圧器中性点の電位は C に充電されている電圧だけ V_3 より上がっているから, 変圧器のフライバック電圧の影響をその分だけ減殺することができる。図7に X, Y 電流波形のオシロ写真を示した。パルス幅約 2μ 秒, パルス間隔 5μ 秒, 電流振幅 400 mA で, X には 500 個, Y には 400 個の磁心を負荷した状態 (その中最大 4 個反転する) で

振 幅	330~450 mA
立ち上がり時間	0.4 μ s
サ グ	3%以下
オーバシュート	5%以下 である。

なお温度によって最適駆動電流が変わるので, 自動的に最適値をとるような回路を付加した。駆動電流の振幅は図6における V_2 の絶対値に比例して増大するの

で、温度に
応じて V_2
を変化せし
めればよい。
個々の
磁心の温度
特性⁽²⁰⁾ から推論して
大抵温度の
上昇に比例
して駆動電
流の振幅を
減少すれば
良いと考え
た。しかし
てその傾斜
は 2.3 mA
/°C (1,2) の

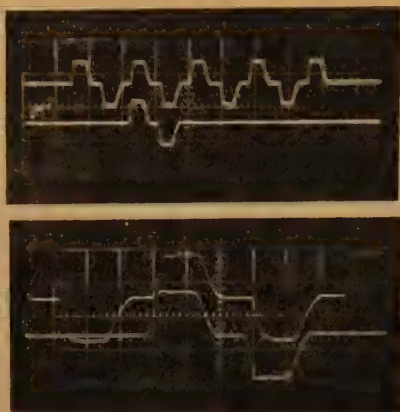


図7 X および Y 電流波形

pulse width ca. 2 μ s
pulse interval 5 μ s
pulse amplitude 400 mA

Fig. 7—X and Y current wave forms.

電流) にとり一定分は任意に変えられるようにした。
図8に所望の V_2 をうるための回路, 図9に実際に本
回路を付加した状態で周囲温度と V_2 を連続記録した
結果から1時間あての平均
値をプロットした図を示し
た。連続記録としては 12
~18°C の小範囲にとどま
ったが、実験的には 0~40
°C の範囲で調整した。図
10 に温度と $|V_2 - V_4|$ の関
係および V_2 と駆動電流
の振幅との関係の実験値を
示した。

3.3 Z 駆動回路

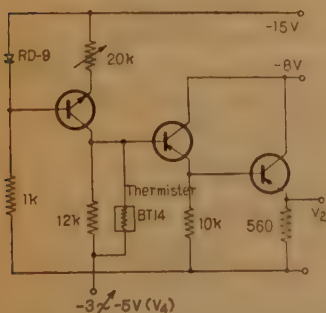


図8 温度補償回路

Fig. 8—Temperature compensation circuit.

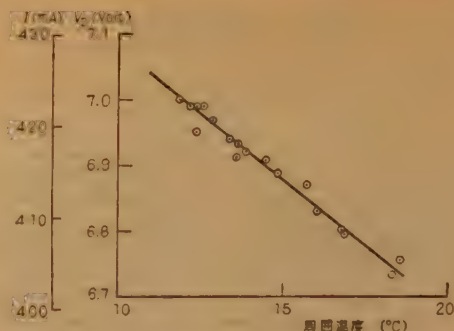


図9 周囲温度と駆動流の実測値

Fig. 9—Ambient temperature vs. observed values of driving current.

前節で述べたように、図2の時刻 n における Y 電流
パルスは n 桁目の読出しを行なうとともに、 $(n-1)$ 桁
目に “1” を書込む。したがって $(n-1)$ 桁目に “0”
を書くためには時刻 n に Z 電流 (write “0”) を流す
必要がある。すなわち奇数桁の磁心群と偶数桁の磁心
群に交互に Z 電流を通ずることが必要である。実際の
回路は図 11 に示す通りで、奇数桁、偶数桁に対応
する2通りのトリガ、計算機よりの書込み情報および
出力回路よりの読出し情報が図に示すような論理回路

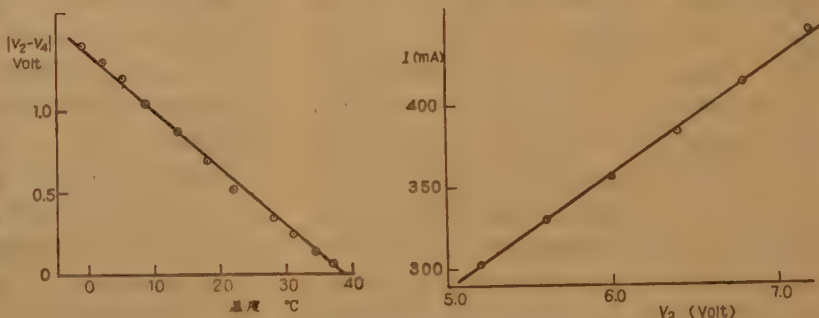


図10 XY 駆動回路の温度補償特性

Fig. 10 Temperature compensation characteristic of X and Y driver circuits.

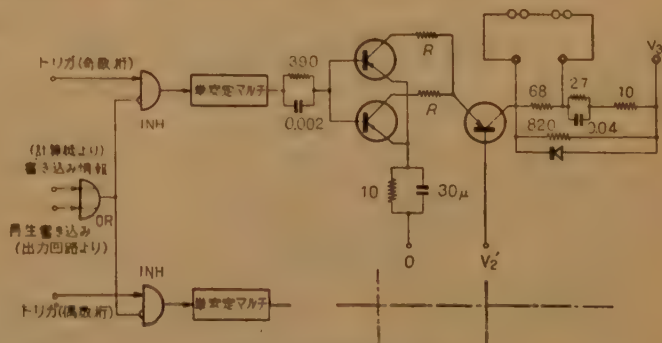


図11 Z 駆動回路

Fig. 11—Z driver circuit.

をへて、それぞれ単安定マルチバイブレータをトリガして主駆動回路に至る。主駆動回路は X 、 Y のそれぞれと同様でエミッタ接地段とインピーダンス変換用ベース接地段とを有している。電流振幅を周囲温度に応じて自動的

に変化させることは、 XY のそれと全く同じである。図 12 に計算機本体よりの書込み情報とそれによ



図 12 書込み情報(上)および Z 電流波形, 400 mA (下) 情報が -0101010 の場合

Fig. 12—Information to be written (upper) and Z current wave form, 400 mA (lower). The information is -0101010.

る Z 電流波形を示した。これは書込情報が -0101010 の場合で、“0” の情報と Z 電流とが対応する(符号は“1”で表わされる。

3.4 出力回路

読取り増幅器は書込み時に生ずる磁心の出力を除去するため、奇数桁と偶数桁の出力を独立の回路で増幅して交互にストロブする必要がある。図 13 に奇数桁の増幅およびストロブ回路を示した。マトリクス

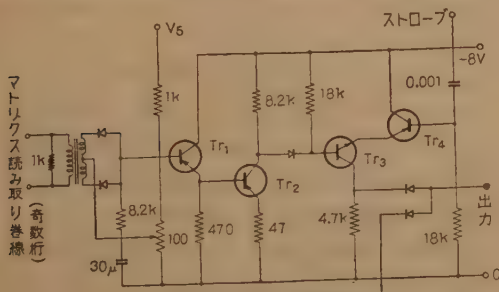


図 13 読取り増幅器
Fig. 13—Sense amplifier.

読取り巻線からの信号を変圧器で昇圧し、ゲルマニウム・ダイオードで両波整流した後エミッタ・ホロワ、エミッタ接地の 2 段増幅を行なってストロブ回路に入れた。ストロブ回路はトランジスタによる増幅回路出力とストロブ・パルスとの AND 回路で、この出力が偶数側の同じ回路の出力と一緒に二安定マルチバイブレータをセットする。一方情報の有無にかかわらずリセット・パルスが該マルチをリセットしており、その出力が計算機本体および Z 駆動回路への出力となる。

読取り増幅器の利得は、エミッタ接地段のエミッタ

外部回路に抵抗を挿入して安定化をはかる一方、図 13 における V_5 を温度によって変化させて初段エミッタ・ホロワ段、したがってエミッタ接地段のバイアスを自動的に変えて温度補償を行なった。 V_5 と温度との関係は、温度にかかわらず一定の磁心出力を生ずるように XYZ の各駆動電流が調整されているものとして、実験的に定めた。すなわち一定の“1”の読出し電圧 (RS1) および“0”の読出し電圧 (WS0)

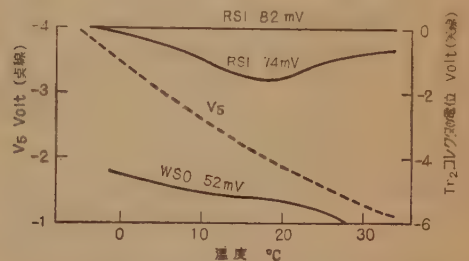


図 14 読取り増幅器の温度補償特性

Fig. 14—Temperature compensation characteristics of sense amplifier.

を増幅器入に加えておいて周囲温度を変えた場合、理想的には増幅器出力が一定となるように、実際にはどの温度でも“1”、“0”の判別が充分につくように定めた。図 14 にこの実験的に定めた V_5 の値を点線で、増幅器入力(変圧器一次側)をパラメータにとって、“1”の読出し電圧が 82 mV, 74 mV, “0”の読出し電圧が 52 mV のときの図 13 Tr_2 のコレクタ電位のピーク値を実線で示した。図から明らかに $WS0$ が 52 mV 以下ならば Tr_2 のコレクタ電位は -2 V 以上にならず、 $RS1$ が 74 mV 以上



(a) 情報が -0101010 の場合



(b) 情報が -1111111 の場合

図 15 読出し命令パルス(上)と出力パルス(下)

Fig. 15—“Read out” order pulse (upper) and output pulse (lower).

ならば -3 V 以下とならない ($WS0$ と $RS1$ による温度の相違は増幅器の周波数帯域と整流ダイオードの非直線性によるものと考えられる)。したがってその中間値のスライス・

レベルをセットすれば、両者ともかなり余裕のある値であるから充分弁別が可能である。この上に時間的弁別であるストロブを施すからさらにこの弁別が良くなっているはずである。図 15 (a), (b) に情報がそれぞれ -0101010 のときおよび -1111111 のときの読出し命令パルスと出力パルス波形を示した。

4. 磁 心

磁心は東京電気化学製 R2 材外径 1.8 mm のものを使用した。当初これが購入の試験基準は、個々の磁心を図 16

a) に示すような電流パルス系列をもって繰返し励磁したときの二次誘起電圧を同図 b) に

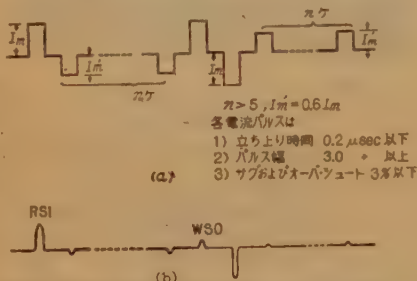


図 16 磁心テスト用電流パターンとレスポンス
Fig. 16—Current pulse pattern for testing memory cores and response from a core.

示す記号で表わし

- (1) 電流 I_m を横軸に、RS1/WS0 を縦軸にとった曲線で後者を最大にする前者の値を I_P とするとき、これが 700 mA 以下に存在し、
- (2) 多数個の磁心の I_P の平均値を \bar{I}_P とし、0.9 \bar{I}_P で駆動したとき (イ) RS1 の平均値 50 mV 以上、そのばらつき $\pm 10\%$ 以内 (ロ) WS0 は RS1 の平均値の 25% 以下 (ハ) スイッチング時間 2 μs 以下

であった。しかし後に上記基準を若干さげて、30°C において $I_m=640$ mA で駆動したとき、WS0 は 25 mV 以下、RS1 は 90~120 mV として、既述の 50×50 のマトリクス 16 枚を購入した。納入されたマトリクスにたいしては図 17 に示すような X, Y, Z の各電流

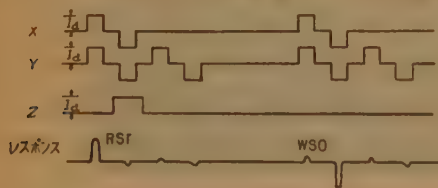


図 17 マトリクステスト用電流パターンとレスポンス

Fig. 17—Current pulse pattern for testing memory core matrices and response from a core matrix.

を作り、実際に用いる読取り増幅器に入れた。しかしその出力が RS1 によっては 3.4 で述べた双安定マルチパイププレート (当時は単安定のものを使用していた) が確実にトリガされ、WS0 によってはトリガされないことを全磁心について試験した。なお RS1 のテストには $I_d=350$ mA を、WS0 のテストには $I_d=400$ mA (室温 20°C) を用いた。その結果不良磁心を見出して、当該磁心を交換編組して繰返しテストを行ない、全数合格の後実際の装置に付した。

5. 運 転 状 況

記憶装置として一応の完成を見たのが 1959 年 7 月で、その後別に作ったモニタ回路により綿密な動作試験を行なった。すなわち 17 インチのテレビ受像管に 2,000 個のスポットを出し手動 20 回の切換えによって全 40,000 ビットの磁心に対応せしめた。磁心内の情報の“1”に対応してスポットが現われ、“0”に対応してスポットを消す方式で、情報パターンは手動により全く任意に、また自動により規則的なパターンを作り繰返し読出しテストを行なった。モニタ試験により動作の完全なことを確かめた上実際に計算機に装着した。その後計算機により記憶装置の動作を試験するつぎのようないくつかのプログラムを作ってテストを行なった。

- (1) たとえば ± 0000000 , ± 0123456 等の特定の数値パターンを全番地に書込み、それらを繰返し読出すプログラム (この場合読出した情報に誤りがあれば計算機が停止するか、またはなん番地がどのように間違えたかを印字する)。
- (2) mid square method によって乱数を発生して (1) と同じことをするプログラム
- (3) 任意のアドレスに任意の数値パターンを書込み読出しを繰返して、磁心のレスポンスまたは各部回路の波形を観測することができるようにするプログラム

この他長時間にわたる記憶装置の安定度のテスト用として

- (4) 円周率を計算するプログラム⁽²¹⁾ (記憶容量の制約から桁数は 6000 桁まで)
- (5) 素数を探して印字するプログラム (始めの数を任意セットすれば、それ以上の数の中から素数を順次探し出して印字する。ただし 10⁶ まで)

以上のプログラムによって種々のテストを行なった結果、当初は回路上にいくつかの不備な点を見出して

これらの改良を行なった。それらのおもなものは、

- (1) 各種の遅延回路の遅延時間の調整とその温度変化対策
- (2) ショックによる誤動作に対する対策
- (3) 入出力部のインピーダンスと直流レベルの調整
- (4) 3. で述べた X , Y , Z 電流の温度補償と読取り増幅器利得の温度補償

以上の改良を行なった結果、安定に動作をするようになりほとんど手入を要せず終夜連続運転にも充分堪え日夜稼働している。

製作当初は運転中に他の電源を開閉したりすると誤動作を起こすことが多かった。これは命令やアドレスの受入回路が電源開閉のサージ電圧を擬信号として受け取ってしまうためであった。そのため受入側の入力インピーダンスを下げるるとともに、許される限り深いカットオフ状態に保つ等の措置を講じた。

室温は特に制御していないが、昼夜連続記録をとった当時は、一日の温度変化が比較的少なく $12\sim 18^{\circ}\text{C}$ の小範囲であった。したがって周囲温度の広範にわたっての動作を実証するに至っていないが、前に述べたように XYZ の各電流値および読取り増幅器の感度は $0\sim 40^{\circ}\text{C}$ にわたって最適値になるよう調整してあるので、トランジスタ内の消費電力による温度上昇を考慮しても、ほぼ四季を通じて無調整で使用するものと考えられる。

駆動電流のマージンについては室温 20°C で $740\sim 830\text{mA}$ であって 4. で述べたマトリクス・テストの電流に比べてかなり電流の多い方に推移しており、幅も若干減少している。これは実際に計算機に装着すると、マトリクス読取り巻線から読取増幅器への導線が長くなったりその他各種の信号（または駆動電流を通ずる）径路が錯綜するため雑音がピックアップされる機会が多い。したがって読取増幅器の利得は許される限り落して入力信号そのものを大きくする方向にセットしたためであると考えられる。駆動電流を大きくしても“0”の読出し電圧 WS_0 が“1”と誤認されることはほとんどなかった。事実マトリクス・テストの段階で見付けて不良磁心はほとんどが RS_1 の過小であって、 WS_0 の過大のものは不良磁心全体の10%に充たなかった。このことはマトリクス・テストで WS_0 のテストに用いた 400mA という値は過小であったものと考えられる。

トランジスタ、ダイオードその他部品の劣化につい

ては、一部回路は一昨年末マトリクスプレーンのテストから約1年半、その他については約10か月間に取扱上の不注意と当初の回路設計の欠点によるものを除き機能が劣化して交換したものはトランジスタが6本である。これらはいずれも波形発生回路、読取り増幅器、駆動回路のアドレス部等に用いていたトランジスタであって、電流や瞬間電力の点で規格をかなり上回って使用している駆動回路のトランジスタ（図6の T_{r2} , T_{r3} および図11のトランジスタ）には目下のところ劣化は認められていない。また上記6本も劣化の発生の割合としては激減しているから今後新たに劣化するものは極めて少ないことが予想される。

ETL Mark 4A は本磁心記憶装置の他に1000語の磁気ドラム記憶装置を有しているが、本装置の付加により計算速度が所期通り著しく増大し、内外の各種計算に広く使われている。

6. 結 言

以上 ETL Mark 4A につけた磁心記憶装置の概要とその運転状況について述べた。

本研究の目的は国産の磁心を用いた全トランジスタ駆動の磁心記憶装置を開発することにあった。

トランジスタ駆動回路を種々研究した結果、国産トランジスタにより振幅の安定した立ち上がりの良い電流パルスを得て、これを用い実際の記憶装置を実現することができた。トランジスタ駆動によって、真空管駆動に比べて回路としての信頼性が高く、小形小電力・長寿命等の特徴を実現することができた。

本装置で新たに採用した計算機同期の直並列駆動方式は全並列駆動方式に比して、本文で述べたように所要トランジスタ数を著しく減少することができた。反面同期式と言う点で各種パルスの発生時刻が比較的厳密に抑えられ、その時間的安定性が要求されるが、建設当初その調整に意を用いれば、その後の安定性については筆者らの用いた回路で充分であった。

また本装置で用いた磁心はいわゆる SN 比が4を若干下回っておりかつばらつきも多く決して最善のものとは思えないが、なお充分の動作をすることはすでに言い尽されたことではあるが磁心が記憶素子としてすぐれた特性を持っていることを示すものと言えよう。しかしながら駆動電流のマージンが 100mA 以下であり、原理的には $H_c/2$ に対応する電流値近くまであるはずのところを、駆動回路の不備でなん割かを、磁心特性の非理想性とばらつきとでなん割かをけずってし

まった結果に他ならない。したがって、その双方に改良を加えるならばさらに安定な動作を期待しうるものと考えられる。その後国産の磁心やトランジスタの特性も向上しており、さらに大容量のものも充分可能であろう。

終りに本研究の機会を与えられた当所和田電子部長、有益な助言と御教示をいただいた高橋回路課長、Mark 4 A 本体との接続およびその後の保守に御協力をいただいた加藤、淵両氏に厚く感謝する。

また磁心の製作およびその選別に当たっては面倒な仕様にもかかわらず終始御協力をいただいた東京電気化学株式会社の諸氏に厚く御礼申し上げる。

文 献

- (1) J.W. Forrester: J.A. Phys. **22**, p 44, (1951).
- (2) W.N. Papian: I.R.E. **40**, p 475, (1952).
- (3) J.A. Rajchman: R.C.A. Rev. **13**, p 183, (1952).
- (4) J.A. Rajchman: I.R.E. **41**, p 1407, (1953.).
- (5) W.N. Papian: electronics, **28**, p 194, (March 1955).
- (6) Proc. 1957 Western Joint Computer Conference.

- (7) E. Foss, R.S. Partridge IBM Journal **1**, p 103, (1957).
- (8) W. Renwick: P.I.E.E. **104**, pt B, p 436, suppl (1957).
- (9) A. Melmed, R. Shevlin: Report of New York University (1959).
- (10) C.J. Quartly: Electronic Engng. p 756, (Dec. 1959).
- (11) E.L. Younker: Trans. I.R.E. EC-6p 14, (March 1957).
- (12) B.T. Goda et al: Comm. Electronics **45**, p 666, (Nov. 1959).
- (13) 信学誌, 電子計算機特集号 **42** (1959-11).
- (14) 信学会, 電子計算機研専委 (1959-12).
- (15) 矢板, 夏目, 新田: 信学会, 電子計算機研専委(1957-10).
- (16) 矢板, 夏目, 新田: 信学会, トランジスタ回路研専委 (1958-07).
- (17) 高橋, 加藤, 淵, 近藤: 昭34 信学全大 **68**.
- (18) 夏目, 新田: 昭33 信学全大 **240**.
- (19) 夏目, 矢板, 後藤, 新田: 昭34 信学全大 **81**.
- (20) 後藤, 矢板, 夏目: 昭33 信学全大 **69**.
- (21) 夏目: プログラム懇談会 (日科技連)(昭34-12). (昭和35年6月9日受付)

UDC 621.372.632 : 621.382.2

トンネル・ダイオードを用いたダウン・コンバータについて*

正 員 家 入 勝 吾

(日本放送協会技術研究所)

要約 トンネル・ダイオード (エサキ・ダイオード) が呈する負の非直線抵抗を利用してダウン・コンバータを構成する場合、ダイオードの電流電圧特性曲線が近似的に三次式であらわされるならば、回路が安定に動作し、かつ1よりも大きい変換利得を得るためには、励振電圧の振幅は、ある範囲の値をとらねばならない。コンバータの入力アドミタンス、周波数帯域幅、変換利得、雑音指数などは、励振電圧を陽に含んでいない回路の基礎方程式から求めている。なお、ダイオードの非直線抵抗のみならず、障壁電圧が励振電圧によって同時に時間的変化をうけていると考えられるときには、下側波帯ダウン・コンバータとして動作させる方が、利得および雑音指数の点からみて、上側波帯ダウン・コンバータよりも有利であることが述べてある。

1. 序 言

UHF 帯, SHF 帯の受信装置を構成する場合、アップ・コンバータよりもダウン・コンバータ方式を採用する方が、装置は一般に簡易化される。そのうえ、従来の受信機の性能を一段と向上させるために、低雑音、高利得、広帯域などの諸特性を兼ねそなえたダウン・コンバータが出現すれば、さらに望ましい。いままでに1つの装置でこれらのすべての要求を満足するものは見当たらない。K.K.N. Chang⁽¹⁾が述べている

ように、普通使用されているダイオード・ミキサでは、ダイオードの呈する正の非直線抵抗特性を利用するから、必ず変換損失を伴い、かつ雑音指数も低下する。また、最近各方面で盛んに実用化研究の行なわれている非直線リアクタンスを利用したパラメトリックなコンバータでは、周知のように、アップ・コンバータのみが低雑音であって、ダウン・コンバータとして動作させると、雑音指数が悪く、しかも狭帯域であるという欠点がある。

最近ソニー、江崎氏によって発明され、国内外で脚光をあびているトンネル・ダイオード (エサキ・ダイオード) は、ダイナトロン形の負性抵抗特性を示すから、その性質を適切に利用すると、1よりも大きい変

* Lower Sideband Down-Converter Using Esaki-Diode. By SHOGO IEIRI, Member (Technical Research Laboratories, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3274].

イオードは短絡的であると仮定して小信号解析を行なう。すると ω_1 なる信号電流電圧 I_1, V_1 と ω_2 なる信号電流電圧 I_2, V_2 との間には周知のように、つぎの関係式が成立する。

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 \\ g_1 & g_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

印は複素共やく量をあらわす。

非直線抵抗のときには、非直線リアクタンスのときと異なり、相反関係が成立つ。式(3)に対する等価 π 形回路は、図3のようにあらわされるから、入出力に接続されるアドミタンスなどが与えられれば、周知のように、普通の線形回路網の計算から所望の回路特性を求めることができる。

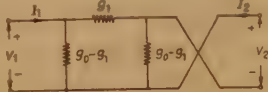


図3 式(3)に対する等価 π 形回路

Fig. 3—Small signal equivalent π circuit for Eq. 3.

図3にて $g_0 < 0$, または $g_0^2 - g_1^2 < 0$ であれば, instability の可能性が存在する⁽⁶⁾。式(2)から $g_0 > 0$ であるので, $g_0^2 - g_1^2 < 0$ であれば instability の条件を満足する。そのためには, g_0 が小さく, g_1 が大きいことが望まれる。正の非直線抵抗特性を利用するときには, 上記の条件を満足することはないが, 負性抵抗特性を示すトンネル・ダイオードを用いる場合には, 次式で与えられる範囲内に V_2 の値をえらべば, instability に対する必要条件を満足させることができる。

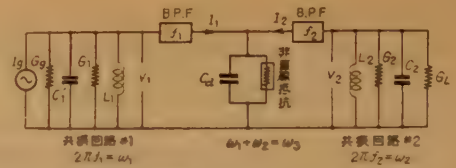
$$v_1 < \frac{1}{3h_2}(h_1 - \sqrt{h_1^2 - 6h_0h_2})$$

$$< V_2 < \frac{1}{3h_2}(h_1 + \sqrt{h_1^2 - 6h_0h_2}) < v_2 \quad (4)$$

ただし, I_d の表示において, V_1 以上の項をも含めて考慮する必要があるときには, 当然ながら, 式(4)の V_2 の範囲は, さらに制限される。

3. 小信号解析 (I)

入出力信号周波数 f_1 と f_2 にそれぞれ共振する2つの同調回路から構成されている図4の変換回路について解析を行なう。入出力回路には, 同調回路の他に電流源および負荷が接続されており, 図4の系に対するエネルギーは, 局部発振器から供給されている。2つの共振回路は, トンネル・ダイオードが呈する非直線



L_i = 共振回路 # i のインダクタンス

C_i' = " " " 容量

G_i = " " " コンダクタンス

($i=1,2$)

G_0 = 電流源 I_0 の内部コンダクタンス

G_L = 負荷コンダクタンス

C_d = トンネル・ダイオードの障壁容量

図4 トンネル・ダイオードを用いたダウン・コンバータの等価回路

Fig. 4—Equivalent circuit of a down converter using tunnel-diode.

抵抗をもって互いに結合されており, かつ各回路には理想的な B.P.F. が挿入されていて, 各周波数成分は, それぞれの回路のみを流れ, 互いに完全に分離されているものとする。なお, ダイオードの障壁容量は一定であって, 励振電圧によって変化しないものとし, またダイオードの直列抵抗による影響は無視してある。

図4の変換回路における電流電圧間関係は, つぎの方程式で与えられる。

$$\begin{cases} I_0 = (G_{T1} + jB_1)V_1 + g_1V_2^* \\ 0 = g_1V_1 + (G_{T2} - jB_2)V_2^* \end{cases} \quad (5)$$

ただし, $G_{T1} = G_0 + G_1 + g_0$, $G_{T2} = G_L + G_2 + g_0$ 。

$$B_1 = \omega_1 C_1 - \frac{1}{\omega_1 L_1} \approx G_{T1} Q_1 \frac{2\Delta\omega}{\Omega_1} = G_{T1} x$$

$$B_2 = \omega_2 C_2 - \frac{1}{\omega_2 L_2} \approx -G_{T2} Q_2 \frac{2\Delta\omega}{\Omega_2}$$

$$= -G_{T2} cx$$

$$Q_i = \frac{\Omega_i C_i}{G_{Ti}}, \quad C_i = C_i' + C_d \quad (i=1,2) \quad (6)$$

$$x = Q_1 \frac{2\Delta\omega}{\Omega_1}, \quad c = \frac{Q_2 \Omega_1}{Q_1 \Omega_2}, \quad \Omega_1 + \Omega_2 = \omega_0$$

$$\omega_1 = \Omega_1 + \Delta\omega, \quad \omega_2 = \Omega_2 - \Delta\omega, \quad B = \frac{2\Delta\omega}{\Omega_i}$$

Ω_i = 同調回路 # i の共振角周波数

図4において L_i の代わりに変成器が用いられているときには, 式(5)の係数を若干修正しなければならないが, 本質的な差異を生じないから, 解析上必要と思われないので省略してある。

式(5)から, 入力アドミタンス Y_{in} を求めると,

$$Y_{in} = (G_{T1} - G) + j\left(B_1 - \frac{G}{G_{T2}} B_2\right)$$

* 式(3)にて, * をつける必要はないが, 第4節との関連のために用いてある。

$$\approx G_{T_1} \left(1 - \frac{\alpha}{1+c^2x^2} \right) + jG_{T_1}x \left(1 + \frac{c\alpha}{1+c^2x^2} \right) \quad (7)$$

$$G = \frac{g_1^2 G_{T_2}}{G_{T_2}^2 + B_2^2}, \quad \alpha = \frac{g_1^2}{G_{T_1} G_{T_2}} \quad (8)$$

となる。両回路が共振しているときには、 Y_{in} は、

$$G_{in} = Y_{in}(x=0) = G_{T_1}(1-\alpha) \quad (9)$$

α は回路が安定であるか、不安定であるかを決定するパラメータであって、つぎの関係が一般に成立する。

$$\begin{cases} 0 < \alpha < 1 & \dots\dots\dots \text{安定} \\ \alpha > 1 & \dots\dots\dots \text{不安定} \end{cases} \quad (10)$$

変換利得 g_c は、 f_2 なる I.F. 出力電力と f_1 なる R.F. 源からの有能電力との比として定義されているから、次式のようにあらわされる。

$$g_c = \frac{G_L |V_2|^2}{|I_g|^2 / 4 G_g} \approx \frac{4a\alpha}{(1-\alpha)^2} F(x, c, \alpha) \quad (11)$$

$$F = \frac{1+c^2x^2}{1 + \frac{(1+c\alpha)^2 + 2c^2(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2} x^2}$$

$$+ \frac{c^2\{c^2 + 2(1-c\alpha)\}}{(1-\alpha)^2} x^4 + \frac{c^4}{(1-\alpha)^2} x^6 \quad (12)$$

$$a = \frac{G_g G_L}{G_{T_1} G_{T_2}} < 1$$

式 (11) から、共振時 ($x=0$) の変換利得 g_{c0} は、

$$g_{c0} = \frac{4a\alpha}{(1-\alpha)^2} \quad (13)$$

式 (13) にて、 α が 0 から 1 まで変化すると、 g_{c0}/a の値は 0 から ∞ まで変化する。それ故、 g_{c0} は所望するだけ大きくすることができる。

図 5 は、 g_{c0}/a と α の関係を示す (文献 (1))

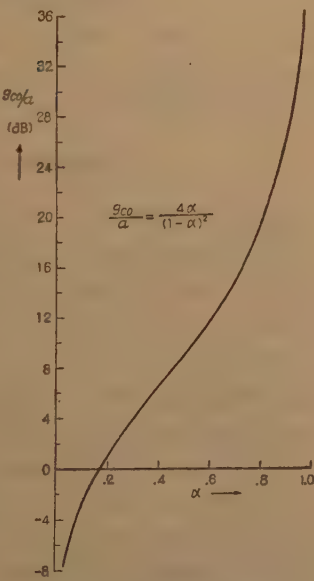


図 5 g_{c0}/a と α の関係

Fig. 5—Conversion gain as a function of α .

Fig. 5)

実際にトンネル・ダイオードをコンバータに応用する場合、変換利得があるためには $g_{c0} > 1$ でなければならない。したがって、式 (10) と $g_{c0} > 1$ の条件から、 α はつぎの範囲内の値をとらなければならない。すなわち、

$$1 > \alpha > (1+2a) - 2\sqrt{a(a+1)} \quad (14)$$

図 6 に a と $y = (1+2a) - 2\sqrt{a(a+1)}$ の関係が示

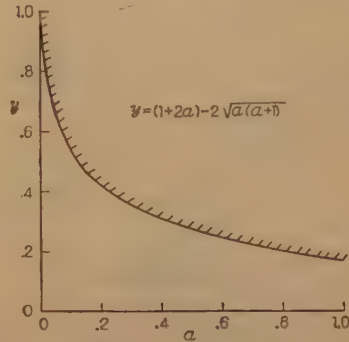


図 6 y と a の関係

Fig. 6— y as a function of a .

してある。 α は a の値に応じて図 6 の曲線よりうへの斜線を引いてあるところの値をとるようすれば、1 より大きい変換利得を得ることができる。

式 (14) から、

g_0 と g_1 の満足

すべき関係、すなわち V_2 に課せられる条件として、つぎの不等式を得る。

$$1 + \frac{g_0}{G_s} > \frac{g_1}{G_s} > \sqrt{1 + \left(1 + \frac{g_0}{G_s}\right)^2} - 1 > \frac{g_0}{G_s} \quad (15)$$

ただし、式 (15) は $G_1 = G_2 = 0$, $G_g = G_L = G_g$ において求めたものである。

3 dB-down 帯域幅は、 g_c が g_{c0} の 1/2 になる x の値、すなわち $F(x, c, \alpha) = 1/2$ を満足する x の値を次式によって求めればよい。

$$c^4 x^6 + c^2 \{c^2 + 2(1+c\alpha)\} x^4 + \{(1+c\alpha)^2 + 2c^2\alpha(1-\alpha)\} x^2 - (1-\alpha)^2 = 0 \quad (16)$$

式 (16) は x^2 について三次式であるが、すっかりした形に解くことはむずかしい。ところが、 x^2, x^4, x^6 の係数は、すべて正であり、かつ $(1-\alpha)^2 < 1$ である。それ故、1 より充分大きい変換利得をとっているような動作状態のもとでは、 $c \ll 1$ ならざるかぎり、 x の値は、近似的に次式で与えられる。

$$x^2 \approx \frac{\sqrt{\{(1+c\alpha)^2 + 2c^2\alpha(1-\alpha)\}^2 + 4c^2(1-\alpha)^2\{c^2 + 2(1+c\alpha)\}}}{2c^2\{c^2 + 2(1+c\alpha)\}} - \{(1+c\alpha)^2 + 2c^2\alpha(1-\alpha)\}$$

あるいは

$$r^2 \approx \frac{(1-\alpha)^2}{(1-c\alpha)^2 + 2c^2\alpha(1-\alpha)} \approx \frac{(1-\alpha)^2}{(1+c)^2} \quad (17)$$

図7は、 c をパラメータにして、 x の根を α の関数として示したものである。

(13)と(17)の両式から、 α が1に近いときの利得帯域幅積は、

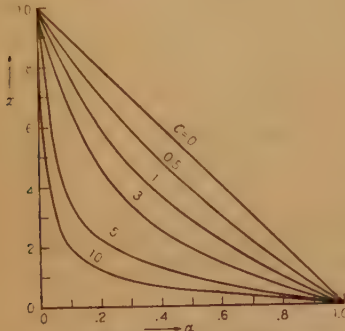


図7 x と α の関係

Fig. 7—Bandwidth function of a function of α for various of C .

$$\sqrt{\frac{g_{c0}}{a}} \cdot \frac{B}{2} \approx \frac{1}{Q_1} \sqrt{\frac{\alpha}{(1+c\alpha)^2 + 2c^2\alpha(1-\alpha)}} \approx \frac{1}{Q_1(1+c)} \quad (18)$$

となる。式(18)の c をパラメータにして、 G - B 積と Q_1 の関係を図8に示してある。

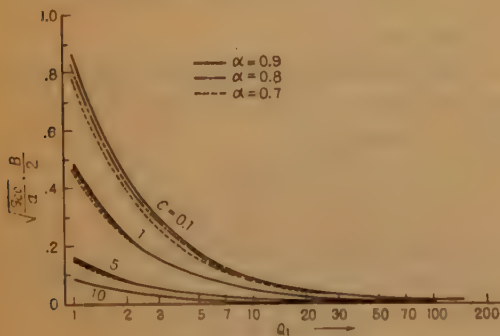


図8 Q_1 と利得帯域幅積の関係

Fig. 8 Gain-bandwidth products vs. circuit Q_1 for various values of C and α .

さて、トンネル・ダイオードを利用したコンバータの雑音指数⁽⁴⁾に影響を及ぼす雑音源として、つぎのものが考えられる。

- (1) 共振回路#1自身の損失 G_1 から発生する熱雑音
- (2) 共振回路#2自身の損失 G_2 から発生する熱雑音
- (3) トンネル電流に関連のある散乱雑音

- (4) ダイオードの直列抵抗から発生する熱雑音
- (5) $1/f$ 形の過剰雑音
- (6) ダイオードの障壁容量の変動による雑音
- (7) 励振源からの熱雑音

これらの他に、負荷 G_L から発生する熱雑音も雑音指数に影響を及ぼす(ただし、雑音指数の定義によって、この雑音源を考慮しなかったりするが、ここでは含めて扱うことにする。)

つぎに上記の(1),(2),(3)および G_L からの熱雑音のみが主要な雑音源であって、その他の雑音は無視して雑音指数を求めてみる。いま、各雑音源は互いに独立であって雑音の相関がないものとする、雑音指数は式(5)から容易に求まり、次式のようになる。

$$N.F. = 1 + \frac{T_1}{T_0} \left[\frac{G_1}{G_0} + \frac{G_2}{G_0} + \frac{G_{T1}}{\alpha G_0 G_{T2}} \cdot (G_2 + G_L + G_0) \right] \quad (19)$$

$$G_0 = \frac{eI_0}{2kT_1}$$

I_0 = ダイオードの直流電流,

T_0, T_1 = 入力, コンバータの温度 ($^{\circ}\text{K}$)

ただし、入出力回路の雑音等価帯域幅は相等しいとする。

式(19)のN.F.は、非直線リアクタンス装置の場合と異なり、入出力周波数には無関係である。以上の結果は、ダイオードの電流電圧特性が三次式で与える点、および回路の基礎方程式に励振電圧が陽に含まれていない点を除けば、形式的にはK.K.N. Changの与えている回路特性と同じである。

4. 小信号解析 (II)

前節ではトンネル・ダイオードの障壁容量が励振電圧によって変化しないものとして取扱ったが、実際にはダイオードの接合状態は abrupt type であるから、障壁容量は印加電圧の $-1/2$ 乗に比例して変化するものと考えられる。したがって、トンネル・ダイオードを同発電圧で励振すれば、非直線抵抗のみならず障壁容量の影響も同時にあらわれるであろう。

いま、励振電圧によって非直線コンダクタンスが式(2)のように $g_0 + 2g_1 \cos \omega_s t$ で、障壁容量 C_d が $C_0 + 2C_2 \cos \omega_s t$ で変化しているものとする、図9において入出力の電流電圧間には、つぎの関係⁽⁷⁾が成立つ。

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 + j\omega_1 C_0 & g_1 + j\omega_1 C_2 \\ g_1 - j\omega_1 C_2 & g_0 - j\omega_1 C_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} \quad (20)$$

図 9 の入出力端子に、図 4 のような同調回路、電流源、負荷がそれぞれ接続されておればその回路に対する方程式は、

つぎのようにあらわされる。

$$\begin{cases} I_g = (G_{T1} + jB_1) V_1 + (g_1 + j\omega_1 C_2) V_2^* \\ 0 = (g_1 - j\omega_2 C_3) V_1 + (G_{T2} - jB_2) V_2^* \end{cases} \quad (21)$$

ただし、

$$B_1 = B_1' + B_1''$$

$$B_1' = \omega_1 (C_0 + C_1') - \frac{1}{\omega_1 L_1} \approx G_{T1} Q_1 \frac{2\Delta\omega}{\Omega_1} = G_{T1} x$$

$$B_1'' = \beta G_{T1}, \quad \beta = \frac{(\omega_1 - \omega_2) g_1 C_3}{G_{T1} G_{T2}}$$

$$B_2 = \omega_2 (C_0 + C_2') - \frac{1}{\omega_2 L_2} \approx G_{T2} Q_2 \frac{(-2\Delta\omega)}{\Omega_2} = -G_{T2} x$$

$$Q_i = \frac{\Omega_i (C_0 + C_i')}{G_{Ti}} \quad (i=1, 2)$$

(22)

式 (21) から、入力アドミタンス Y_{in} は、

$$Y_{in} \approx G_{T1} \left\{ 1 - \frac{(\alpha + r) + c\beta x}{1 + c^2 x^2} + jG_{T1} x \left[1 + c \frac{(\alpha + r) + c\beta x}{1 + c^2 x^2} \right] \right\} \quad (23)$$

$$\alpha = \frac{g_1^2}{G_{T1} G_{T2}}, \quad r = \frac{\omega_1 \omega_2 C_3^2}{G_{T1} G_{T2}}$$

となる。 α は前節の式 (8) と同じものであるが、 r は可変容量によって回路に導入された負性抵抗に相当する。共振時 ($x=0$) における入力アドミタンス G_{in} は

$$G_{in} = G_{T1} \{1 - (\alpha + r)\} \quad (24)$$

となる。前と同じように、 $1 > \alpha + r > 0$ のときには動作は安定であり、 $\alpha + r > 1$ のときには不安定になる。

共振時における変換利得 g_{co} は、

$$g_{co} = \frac{4\alpha(\alpha + (\Omega_2/\Omega_1)r)}{\{1 - (\alpha + r)\}^2} \quad (25)$$

となる。式 (27) にて分子の第 1 項は負の非直線コンダクタンスによるものに対応し、第 2 項は可変容量による寄与をあらわす。ダウン・コンバータでは $\omega_1 > \omega_2$ であるから、 r が小さければ g_{co} は α のみによ

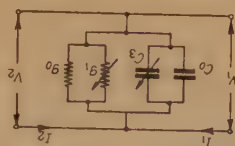


図 9 非直線抵抗および障壁容量が変化しているときの等価回路
Fig. 9—Equivalent circuit of a tunnel diode with nonlinear capacitance and conductance.

て定まると見なすことができ、式 (25) は近似的に式 (13) に等しい。

3 dB-down 帯域幅は式 (12) の F に相当する式が $1/2$ になる x の値から求まる。 F の形は相当複雑であるが、 $(\alpha + r) \approx 1$ の場合には、 x は次式で与えられる。

$$x \approx \frac{1 - (\alpha + r)}{\sqrt{(1 + c)^2 + \beta^2 c^2}} \quad (26)$$

帯域幅は $(\alpha + r) \approx 1$ のときには式 (17) と比較すると、 $\beta^2 c^2$ による分だけ狭くなるが、 $\beta c \ll 1$ の場合には式 (17) と近似的に等しくなる。

利得帯域幅積は (25) と (26) の両式から、

$$\sqrt{\frac{g_{co}}{a}} \frac{B}{2} \approx \frac{1}{Q_1} \left[\frac{\alpha + (\Omega_2/\Omega_1)r}{(1 + c)^2 + \beta^2 c^2} \right]^{1/2} \quad (27)$$

N.F. は各雑音の間に相関がなく、かつ前節の仮定を用いれば次式で与えられる。

$$N.F. = 1 + \frac{T_1}{T_0} \left[\frac{G_1}{G_g} + \frac{G_e}{G_g} + \frac{G_{T1}}{G_g G_{T2}} \cdot \frac{(1 + \beta^2)(G_2 + G_L + G_e)}{\alpha + (\omega_2/\omega_1)r} \right] \quad (28)$$

式 (28) において $\alpha > (\omega_2/\omega_1)r$ であれば、N.F. は β^2 による分だけ式 (19) よりも劣るが、 $\beta \ll 1$ ならば N.F. はほとんど非直線抵抗によって定まると見なされる。

以上の結果は $\omega_1 + \omega_2 = \omega_3$ なる下側波帯ダウン・コンバータに関するものであるが、 $\omega_1 - \omega_2 = \omega_3$ なる上側波帯ダウン・コンバータについて、入力アドミタンス、変換利得、帯域幅、雑音指数などを求めると、その結果は次式であらわされる。

$$G_{in} = G_{T1}(1 + r - \alpha) \quad (29)$$

$$g_{co} = \frac{4\alpha(\alpha + (\Omega_2/\Omega_1)r)}{(1 + r - \alpha)} \quad (30)$$

$$x = \frac{1 + r - \alpha}{\sqrt{(1 - c)^2 + \beta^2 c^2}} \quad (31)$$

$$\sqrt{\frac{g_{co}}{a}} \frac{B}{2} \approx \frac{1}{Q_1} \left[\frac{\alpha + (\Omega_2/\Omega_1)r}{(1 - c)^2 + \beta^2 c^2} \right]^{1/2} \quad (32)$$

$$N.F. = 1 + \frac{T_1}{T_0} \left[\frac{G_1}{G_g} + \frac{G_e}{G_g} + \frac{G_{T1}}{G_g G_{T2}} \cdot \frac{(1 + \beta^2)(G_2 + G_L + G_e)}{\alpha + (\omega_2/\omega_1)r} \right] \quad (33)$$

$$\beta = \frac{(\omega_1 + \omega_2) g_1 c_3}{G_{T1} G_{T2}}$$

$$\begin{cases} 1 + r > \alpha > 0 \dots\dots\dots \text{安定} \\ \alpha > 1 + r \dots\dots\dots \text{不安定} \end{cases}$$

これらの結果から、非直線抵抗のみならず、障壁容

量の時間的変化をも考慮に入れると、下側波帯ダウン・コンバータと上側波帯ダウン・コンバータでは、入出力周波数および α の値が等しいときには、前者の方が利得、N.F. (β の値による)の点においてすぐれている。それ故、コンバータの動作が非直線抵抗によっておもに定まるにしても、下側波帯ダウン・コンバータ方式をえらぶ方が好ましい。

5. 直列抵抗を含むときのアドミタンス行列

ダイオードの直列抵抗を考慮に入れ、かつ障壁容量が一定であるとすれば、トンネル・ダイオードに対する等価回路は図10であらわされる。この等価回路

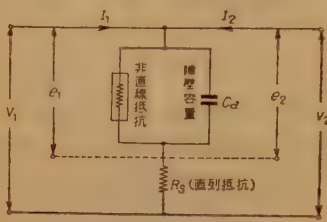


図10 直列抵抗を含めたトンネル・ダイオードの等価回路

Fig. 10—Equivalent circuit of a tunnel diode with series resistance and constant barrier-capacitance.

路においてダイオードを二端子回路としてみたときの ω_1 , $\omega_2 = \omega_3 - \omega_1$ に対するアドミタンス行列は、

$$\frac{1}{d} \begin{bmatrix} K + j\omega_1 C_d & g_1 \\ g_1 & K - j\omega_2 C_d \end{bmatrix}$$

$$d = \{(1 + R_s g_0)^2 - (R_s g_1)^2 + \omega_1 \omega_2 R_s^2 C_d^2\}$$

$$+ j\{(\omega_1 - \omega_2) R_s C_d (1 + R_s C_d)\}$$

$$K = \{g_0 + R_s (g_0^2 - g_1^2) + \omega_1 \omega_2 R_s C_d^2\}$$

$$+ j R_s C_d g_0 (\omega_1 - \omega_2)$$

となる。このアドミタンス行列を用いると、第2節において述べた回路にて、直列抵抗 R_s から発生する熱雑音電力 $4kTBR_s$ による雑音指数の増加分を厳密に求めることができる。

6. 結 言

トンネル・ダイオードをダウン・コンバータに利用する場合、ダイオードの電流電圧特性が近似的に三次式で与えられるならば、1よりも大きい変換利得を得て、しかも安定に動作するための条件から励振電圧振幅のとりべき範囲が定まる。ダイオードの障壁容量の

時間的変化をも考慮すると、下側波帯ダウン・コンバータとして動作させるのが有利であることが導かれている。また、動作点は安定な動作、あるいは N.F. の点から $I-V$ 特性の山の部分のコンダクタンスが正である領域内にえらぶべきことを論じた。

われわれはゲルマニウム・トンネル・ダイオードを用いて下側波帯ダウン・コンバータの実験(入力周波数=175 Mc, 出力周波数=35 Mc, 局発周波数=210 Mc)を行ない、変換利得 4~10 dB, 帯域幅 1~2 Mc なる結果を得、また上側波帯ダウン・コンバータよりもすぐれていることを認めた。動作バイアス点は、20~50 mV, 励振電圧=100 mV 以上である。しかし、ダイオードの $I-V$ 曲線の近似的表示、N.F. の問題などにまだいろいろと検討を要する点が多いので、本文では詳細な実験資料を割愛した。しかし本文が、この種の研究分野において幾分でも参考になればと思つて発表する次第である。

終りに、トンネル・ダイオードの高周波帯への実用化研究について終始御指導を賜わった NHK 技術研究所の関係各位、ダイオードを供給して下さいたソニー株式会社の御好意に深く謝意を表するとともに、本文について御討議をいただいた早稲田大学副島助教授に深謝する。

文 献

- (1) K.K.N. Chang, G.H. Heilmeier and H.J. Prager : "Low-noise tunnel diode down-converter having conversion gain," I.R.E., **48**, 5, p 854, (May 1960).
- (2) H.E. Rowe : "Some general properties of nonlinear elements, II. small signal theory", I.R.E., **48**, 5, p 850, (May 1958).
- (3) 家入 : "トンネル・ダイオードを用いた発振器について", NHK技研, 所内報告 (昭 35 06).
- (4) T. Yajima and L. Esaki : "Excess noise in narrow germanium $p-n$ junctions", J. Phys. Soc. Japan, **13**, 11, p 1281, (Nov. 1958).
- (5) R.H. Pantell : "General power relationships for positive and negative nonlinear resistive elements", I.R.E., **48**, 12, p 1910, (Dec. 1958).
- (6) D.I. Breitner : "Noise figure of Tunnel Diode mixer", I.R.E., **48**, 5, p 935, (May 1960).
- (7) H.C. Torrey and C.A. Whitmer : "Crystal rectifiers", McGraw Hill Book Co., Inc., New York, (1948).

(昭和 35 年 7 月 7 日受付)

UDC 621.396.621.2 : 621.391.827.42

空中線共用増幅器の相互変調とその軽減対策*

正 員 佐 藤 敏 雄

(国際電信電話株式会社)

要約 短波の受信空中線共用増幅器は、強い外来電波のある場合、その非直線性により相互変調波ならびに高調波を生ずるが、これらは負帰還を用いることにより有効に抑圧できることが示されている。なお相互変調係数についても簡単に説明している。

1. は し が き

短波の国際通信を行なう受信所では、空中線を経済的に使用し、その運用を容易にするため、全波空中線の出力回路に空中線共用増幅器（以下、共用増幅器と呼ぶ）を接続し、その出力端子に通常最大 6 台までの複数個の受信機を互いに干渉なく接続することができるようにしている。

すでに報告されている⁽¹⁾ように、この共用増幅器は第二次相互変調波を除去する目的で、図 1 に示すように高 gm 真空管 2 本をプッシュプルに接続し、かなり良好な諸特性を得ている。しかし最近の強力な外国国際放送波の増加に伴って相互変調波による混信が次第に多くなり、当社小野受信所における昭和 34 年 6 月の調査によれば 5 つの実用回線に対してこれが認められており、この種の混信は今後増加の一途をたどるものと予想される。

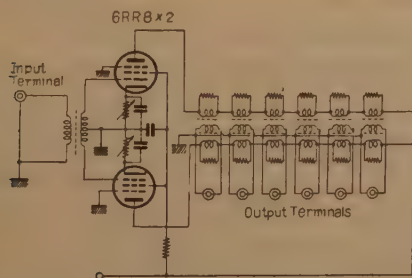


図 1 現用の共用増幅器結線図

Fig. 1—Conventional antenna multicoupler.

従来共用増幅器の第二次相互変調波の大きさに關しては、2 信号による混変調係数⁽¹⁾という概念が便利に使われてきたが、ここでは、これを次数の高い方まで拡張して用いると、各次数の相互変調波ならびに高調

波の大きさを容易にかつ統一的に評価することができるのでこれについて簡単に説明し、つぎに負帰還を用いると上記非直線ひずみを有効に抑圧できることをその実験結果に基づき資料として報告することとした。

なお、従来共用増幅器について混変調と呼ばれていたものは、すべて CCIR 規定によるインターモジュレーションに相当するものなので、混乱を避けるためこの際相互変調と呼びかえることにした。

2. 相互変調係数

2.1 相互変調係数の定義

いま任意の個数の入力信号 e_v が平坦な周波数特性をもつ共用増幅器を通った後 e_o になったとすると、小振幅の範囲内でこれはつぎのようにべき級数に展開することができる。

$$e_o = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left(\sum_v e_v \right)^n \quad (1)$$

ここに a_n は定数係数である。

いま入力として

$$\sum_v e_v = \sqrt{2} E_a \cos \omega_a t + \sqrt{2} E_b \cos \omega_b t \quad (2)$$

なる信号が加わったとすれば、式 (1) の第 n 項から、つぎに示すような 2 個の第 n 次高調波と、 $2(n-1)$ 個の第 n 次相互変調波が生ずる。

$$e_n = \sqrt{2} \left(\frac{n C_r}{2^{n-1/2}} a_n E_a^{n-r} E_b^r \right) \cdot \cos |(n-r)\omega_a \pm r\omega_b| t \quad (3)$$

$$(n=2, 3, 4, \dots; r=0, 1, 2, \dots, n)$$

ここに

$$r=0, n \quad \text{のとき: 第 } n \text{ 次高調波}$$

$$r=1, 2, \dots, n-1 \quad \text{のとき: 第 } n \text{ 次相互変調波}$$

以下本文中でひずみ信号というときは、特に断わらない限りこの両者を指すことにする。なお、より高次の項から同一周波数に落ちる成分も生ずるが、これら

* Improvement of Intermodulation Coefficient of Antenna Multicoupler. TOSHIO SATO, Member (Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd., Tokyo). [論文番号 3275]

は上のものに比して充分小さいので無視している。

ここでこれらのひずみ出力信号を等価的な入力信号に換算してあらわすため、新たに周波数が $|(n-r)\omega_a \pm r\omega_b| = \omega_c$ に等しいような信号を加え、これに対する出力がさきの e_n の実効値 E_n と等しくなったときの強度を E_c とすればつぎの式が得られる。

$$E_c = \delta_n E_a^{n-r} E_b^r \quad (4)$$

$$\text{ただし} \quad \delta_n = \frac{n C_r}{2^{n-1/2}} \frac{a_n}{a_1} \quad (5)$$

ここで式(4)をデシベルであらわせば

$$[E_c] = [\delta_n] + (n-r)[E_a] + r[E_b] \quad (\text{dB}) \quad (6)$$

実用上の便から、1 μV の電圧を 0 dB として、この $[\delta_n]$ を相互変調係数と名づける。

特に $r=0, n$ の場合には、

$$[E_c] = [\delta_{nh}] + n[E_L] \quad (\text{dB}) \quad (7)$$

$$\text{ただし} \quad \delta_{nh} = \frac{1}{n C_{r'}} \delta_n \quad (8)$$

$$(L=a, b; r'=1, 2, \dots, n-1)$$

となり、第 n 次高調波係数 $[\delta_{nh}]$ は第 n 次相互変調係数より $[n C_{r'}]$ dB だけ小さいことがわかる。

2.2 各次ひずみ相互の比較

各次数の相互変調係数が得られれば、つぎのようにして各次のひずみの大きさの相互比較をすることができ、いま 2 信号入力、 $E_a = E_b = E_i$ のとき、第 n 次のひずみ等価入力信号に比較して、それより m 次 (m は正の整数) 高い第 $(n+m)$ 次のそれが等しいかあるいはより以上の大きさになったとすると、式(6)から次の関係が得られる。

$$\frac{1}{m} \{ [\delta_n] - [\delta_{n+m}] \} \leq [E_i] \quad (\text{dB}) \quad (9)$$

すなわち、2 信号の入力強度がそれぞれ式(9)の値を満足すると、次数の高いものの方が大きくなることが知られる。

3. 相互変調係数の測定例

3.1 測定原理

2.1 に述べたところにしたが、任意の強度の 2 つの信号 E_a, E_b を選び、これによって生ずる各次数のひずみ出力 E_n と同一周波数で同一出力を得るような信号の強度 E_c を測定し、式(6)より $[\delta_n]$ を求めれば、相互変調係数は負のデシベル値として得られる。この際、 $E_a = E_b = E_i$ とすれば式(6)は

$$[E_c] = [\delta_n] + n[E_i] \quad (\text{dB}) \quad (10)$$

となり、測定上便利である。

なお、共用増幅器に対する入力強度は、すべて信号源の開放電圧で表示するものとする。

3.2 測定例

図 2 は共用増幅器の非直線ひずみ生成の模様を示し

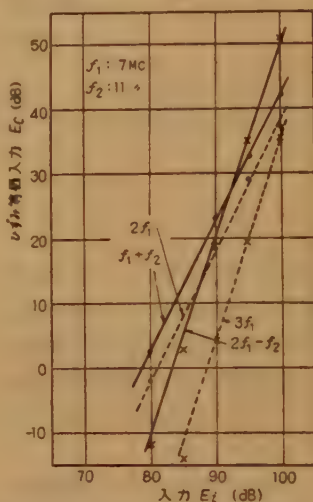


図 2 共用増幅器のひずみ信号実測例
Fig. 2—Second and third order distortion signals.

ている。(以下簡単のため、 $[\]$ を省いた δ_n で dB 値をあらわすものとする) この例では、 $\delta_2 = -158$ dB, $\delta_3 = -250$ dB である。2.2 で述べたところにより、 $\delta_2 - \delta_3 = 92$ dB であるから、92 dB 以上の E_i において、二次より三次のひずみ等価入力の方が大きくなるこ

とがわかる。

現行の共用増幅器では、両入力信号がそれぞれ 100 dB 以下の場合には、四次以上のひずみは最大 10 dB 程度の大きさであり無視してもさしつかえなかったが、 n 次のひずみは入力の n 乗に比例して増大するから、大きな入力のある場合、あるいはさらに直線性の悪い回路の場合には充分注意する必要がある。

従来共用増幅器で混変調といえ、 $n=2$ の場合の第二次相互変調にあたるもののみを意味していたが、今回の検討により、第三次の相互変調波は無視できぬ大きさであることが明らかとなった。また高調波についてはいままですべて問題にされていなかったようであるが、対応する次数の相互変調波とくらべると、その係数は、第二次で 6 dB、第三次で 10 dB、それぞれ小さいだけであり、共用増幅器のような広帯域増幅器では、これらが受信機に入りこむ機会はあるから注意を要すると思う。

4. 非直線ひずみを減少させる試み

短波の通信回線の実状からして、電離層伝搬による 2 つの妨害波がフェージングを伴いつつそれぞれ最大値 100 dB 前後で入射するときに、30 dB 前後の希望信号を、実用上さしつかえない程度の SN 比をも

って受信しようとするためには、 δ_2 で -180 dB 以下、 δ_3 で -280 dB 以下位の値が必要となるが、図 1 のようなプッシュプル増幅器では、最良の平衡をとった場合でも、真空管の特性の不同や、入力変成器のわずかな不平衡等のため、通常 δ_2 は -160 dB 程度であり、一方 δ_3 は -250 dB 位のものであるから、上の要求を満足させることはかなり困難なことである。共用増幅器内で生ずる非直線ひずみ信号はそのまま受信機の入力信号となり、直ちに混信妨害を与える可能性をもつので、これをいかに抑圧するかは大きな問題である。以下、相互変調係数をさらに小さくしようとする試みを 2 例あげよう。

4.1 負帰還による方法

各種のひずみを減少させる方法として、まず負帰還をかける方法をあげることができる。電流負帰還を使えば、図 1 に示される現行の増幅器からカソードのバ

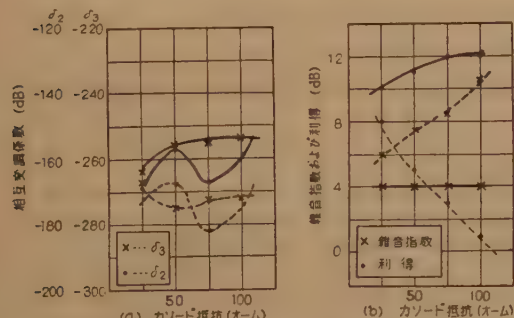


図 3 プッシュプル増幅器における負帰還の効果
(実線は負帰還のない場合、破線はある場合)

Fig. 3—Improvement of intermodulation coefficients with and without feedback in push-pull type amplifier.

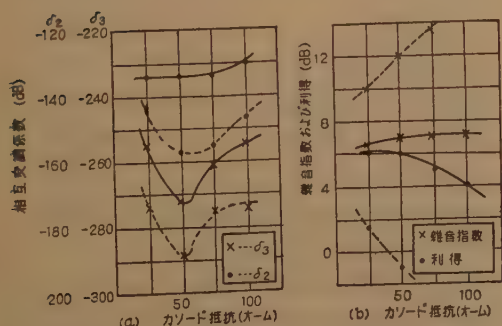


図 4 単球増幅器における負帰還の効果
(実線は負帰還のない場合、破線はある場合)

Fig. 4—Improvement of intermodulation coefficients with and without feedback in single tube amplifier.

イパス・コンデンサをはずすだけでよいから極めて簡単である。

図 3 はプッシュプル増幅器における負帰還の効果の一例を示し、図 4 は単球増幅器の場合のそれを示している。両図からわかるように、カソード抵抗の値を大きくするほど相互変調係数は小さくなる傾向にあるが、それに伴って利得が減少し、雑音指数が大きくなるので、適当な動作点を見出す必要がある。図 3 のプッシュプルの場合、最良点では δ_2 で -180 dB、 δ_3 で -275 dB 程度の値が得られ、負帰還をかけない場合にくらべて、いずれもおおよそ 20 dB の改善となっている。一方図 4 の単球の場合には、利得が少ないのでこれを 0 dB に抑えんとすれば、 δ_2 で -155 dB、 δ_3 で -285 dB となり、 δ_2 は負帰還をかけないプッシュプル増幅器のそれに匹敵し、 δ_3 は負帰還をかけたそれよりよい値を得ることができる。

さらに負帰還のないプッシュプルの場合、そのバランスには鋭い周波数特性があり、たとえば和の周波数についてよくバランスがとれても差の周波数についてはそれがくずれ、相互変調係数が大となることがあるが、負帰還をかけた場合にはこの影響が減り、任意の周波数でバランスをとっておけばよいということも確認されている。

つぎに、これらの場合における利得の減少は、受信機の実効選択度を下げないためにむしろ望ましい方向であるということができる。また雑音指数が悪化し、上例の場合、プッシュプルで 9 dB、単球で 11 dB 前後となるが、短波帯においては、多くの場合受信機雑音よりもむしろ外来雑音あるいは混信によって SN 比が決定されることを考えれば、特に相互変調波ならびに高調波を抑圧したい場合、この方式は有効な手段であるといえよう。

4.2 増幅器の伝送帯域を多数個に分割する方法

多数の増幅器の入出力回路を、それぞれ帯域通過ろ波器によって並列に結合し、全体として短波帯全域をカバーするようにした後、信号分配回路より多数個の出力端子をとり出せば、相互変調の原因となる強力な信号 2 つ以上が同一帯域内に落ちる確率が減少するので、相互変調の発生する確率は減少し、また、たとえ分割された各増幅器の中で相互変調を発生したとしても、各増幅器固有の帯域内に落ちるもの以外はすべて除去することができるので、相互変調波ならびに高調波発生率の確率を全体として非常に小さくすることができる。

6. む す び

以上をまとめるとつぎのようになる。

(1) 相互変調係数 δ_m は, $1\mu\text{V}$ の電圧を 0 dB としたとき負のデシベル値をもち, 妨害入力信号と, それによって生ずる各次数のひずみ出力に等価な入力信号との大きさの関係を規定するものである。

(2) 電流負帰還をかけると, プッシュプル増幅器の場合, 周波数に関係なく δ_2 で -170 dB , δ_3 で -275 dB 程度を容易に得ることができる。単球の場合には, δ_2 で -155 dB , δ_3 で -280 dB 程度が得られる。また伝送帯域を多分割する方法によれば, 広帯域性に基

づく各種ひずみ信号の発生する確率を非常に小さくすることができる。

以上高い次数まで拡張した相互変調係数について説明し, 非直線ひずみの抑圧方法について述べた。

終りにあたり, 本研究の機会を与えられた当社の難波研究所長, および終始御指導をいただいた宮電波課長, 佐々木調査役ならびに石川主任に厚く謝意を表する。

文 献

- (1) 宮, 和田, 石川: “受信空中線共用増幅器”, 国際通信の研究, 8, p 38, (Aug. 1955).

(昭和35年1月27日受付, 7月2日再受付)

UDC 621.318.56 : 534.1

減衰のある1自由度振動系のチャッタについて*

正員 高村真夫 正員 百合野豊二 正員 大塚猶二

(電気通信研究所)

要約 通信用継電器が動作する場合, 接点ばねが衝突を伴う振動を起こして, チャッタ現象を誘発し, 接点の磨耗, 交換機の誤動作の原因となる。

この報告は継電器のチャッタを防止する手がかりをうるために, 減衰のある1自由度の振動系が固定接点に衝突したときの振動, チャッタ回数*, および動作時間*について実験的考察を行なったものである。

速度に比例する減衰力が作用している1自由度の振動系が, 固定接点に衝突するときのチャッタ回数, および動作時間は減衰定数, 押付距離, 初期変位, 反発係数および共振周波数によって異なり, $v_{\omega}^{(n)}/\omega x_0 > 0.05$ ($v_{\omega}^{(n)}$: n 回目の衝突直前の速度, ω : 共振角周波数, x_0 : 接点の押付距離) の範囲で算出された計算値は, 実測値と良好な一致を見た。

また, 実測された反発係数は衝突時に誘起する高次振動幅の大きさ, および接点の材質によって変化し, 誘起した高次振動振幅が大きい程, また接点材料の硬度が低い程, 反発係数が小さいことが判明した。

1. 序 言

通信用継電器のチャッタは, 接点ばねが衝突を含む振動を行なっているために起こると考えられる。

このチャッタ現象は通話系の雑音や交換機誤動作の原因となり, また接点寿命に悪影響をあたえている。

一般に2個の機械振動体が衝突すると, 数多の振動様式が生成し, その振動変位は, ほぼ振動数に逆比例すると考えられる⁽¹⁾。

高次振動様式の振動数が基本振動様式の振動数に比して, 極めて大きい振動系が衝突を含む振動を行なうときは, 衝突時に誘起した高次振動はすみやかに減衰して, 再び衝突するまでに高次振動は消滅して, あた

かも1自由度の振動系が衝突を含む振動を行なっているごとくなる。この場合, 衝突振動のレスポンスは簡単になって, チャッタが終止する条件, 反発係数, および振動定数がチャッタ現象におよぼす影響等を考察するに便利となる。

また, 継電器のチャッタは, 可動部分に制動力をあたえと有効に減少する⁽²⁾。

この報告は, 上述の有害なチャッタ現象を防止する手がかりをうるために, 減衰のある1自由度の振動系が固定接点に衝突したときのレスポンス, チャッタ回数*, および動作時間*について理論的, 実験的考察を行なったものである。

実験に用いた振動系は, パイロメータ^{(3),(4)}と同じ構造で, 振動体に強磁界内で運動する動コイルを付

* Impact of Nearly Single Freedom Vibrating System Under a Damping Force. By MASAO TAKAMURA, TOYOJI YURINO and YUJI OHTSUKA, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [論文番号 3276]

* ここでは, 2個の接点が閉じる場合, あらかじめ適当な間隔で開いた一方の可動接点が, 運動を開始して衝突振動を行ない, 固定接点と閉じてチャッタが終息するまでの時間を動作時間とし, その間, 接点が閉じる回数をチャッタ回数という。

加して、振動によって動コイル内に生じた起電力によるジュール損で振動系に任意の制動力を与えることができる。

このような振動系による実測値と、1自由度振動系のレスポンスを図式的に求めた値との比較検討を行なった。

2. 理論的考察

質量： m ，スチフネス： s ，抵抗係数： r ，自由振動変位： x としたとき

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} + sx = 0 \quad (1)$$

のような微分方程式で支配される1自由度振動系が、その自然平衡点より x_0 だけ振動系に押付ける方向に位置した固定接点に衝突する場合を考える。

時刻 $t=0$ において、式(1)で示される1自由度振動系が固定接点に n 回目の衝突を行ない、衝突後速度 $v_{+0}^{(n)}$ で反発されたとすれば、 n 回目の衝突後の振動変位 $x^{(n)}$ および速度 $v^{(n)}$ は次式のようになる

$$\left. \begin{aligned} x^{(n)} &= e^{-\delta \omega t} \left[x_0 \cos \sqrt{1-\delta^2} \omega t \right. \\ &\quad \left. + \frac{v_{+0}^{(n)} + \delta \omega x_0}{\sqrt{1-\delta^2} \omega} \sin \sqrt{1-\delta^2} \omega t \right] \\ v^{(n)} &= e^{-\delta \omega t} \left[v_{-0}^{(n)} \cos \sqrt{1-\delta^2} \omega t \right. \\ &\quad \left. - \frac{v_{+0}^{(n)} \delta + \omega x_0}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \sqrt{1-\delta^2} \omega t \right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ただし、 $\delta = r/(2\omega \cdot m) < 1$; $\omega^2 = s/m$,

n 回目の衝突後、時刻 $t=t_n$ において、 $v_{-0}^{(n+1)}$ の速度で再び $(n+1)$ 回目の衝突をしたとすれば、そのときの変位は固定接点の位置 x_0 に等しいことから、式(2)において $x^{(n)}=x_0$ 、 $v^{(n)}=v_{-0}^{(n+1)}$ 、 $t=t_n$ とおくことによって $\delta < 1$ のときの関係式はつぎのように導かれる。

$$\left. \begin{aligned} 1 &= e^{-\delta \omega t_n} \left[\cos \sqrt{1-\delta^2} \omega t_n - \right. \\ &\quad \left. + \frac{(v_{+0}^{(n)}/\omega x_0) - \delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \sqrt{1-\delta^2} \omega t_n \right] \\ \frac{v_{-0}^{(n+1)}}{\omega x_0} &= e^{-\delta \omega t_n} \left[\frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} \cos \sqrt{1-\delta^2} \omega t_n \right. \\ &\quad \left. - \frac{(v_{+0}^{(n)}/\omega x_0) \delta + 1}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \sqrt{1-\delta^2} \omega t_n \right] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

同様にして $\delta \geq 1$ の場合も、次式のように導き出される。

$\delta = 1$ のときは

$$\left. \begin{aligned} 1 &= \left[1 + \left(\frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} + 1 \right) \omega t_n \right] e^{-\omega t_n} \\ \frac{v_{-0}^{(n+1)}}{\omega x_0} &= \left[\frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} - \left(\frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} + 1 \right) \omega t_n \right] e^{-\omega t_n} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$\delta > 1$ のときは

$$\left. \begin{aligned} 1 &= \frac{1}{2\sqrt{\delta^2-1}} \left[\left(\frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} + \delta + \sqrt{\delta^2-1} \right) e^{-(\delta - \sqrt{\delta^2-1})\omega t_n} \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} + \delta - \sqrt{\delta^2-1} \right) e^{-(\delta + \sqrt{\delta^2-1})\omega t_n} \right] \\ \frac{v_{-0}^{(n+1)}}{\omega x_0} &= \frac{1}{2\sqrt{\delta^2-1}} \left[\left\{ (\delta + \sqrt{\delta^2-1}) \frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} + 1 \right\} e^{-(\delta + \sqrt{\delta^2-1})\omega t_n} \right. \\ &\quad \left. - \left\{ (\delta - \sqrt{\delta^2-1}) \frac{v_{+0}^{(n)}}{\omega x_0} + 1 \right\} e^{-(\delta - \sqrt{\delta^2-1})\omega t_n} \right] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

衝突時の反発係数を α とすれば

$$v_{+0}^{(n)} = \alpha |v_{-0}^{(n)}| \quad (6)$$

n 回目の衝突後、 $v_{+0}^{(n)}$ の速度で反発された振動系の最大変位 $x_{\max}^{(n)}$ は、振動速度が零になる時刻 $t = \tau_n$ における変位として求められる。

$\delta < 1$ のとき

$$\left. \begin{aligned} \frac{x_{\max}^{(n)}}{x_0} &= e^{-\delta \omega \tau_n} \left[\cos \sqrt{1-\delta^2} \omega \tau_n \right. \\ &\quad \left. + \frac{(v_{+0}^{(n)}/\omega x_0) + \delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \sqrt{1-\delta^2} \omega \tau_n \right] \\ \tan \sqrt{1-\delta^2} \omega \tau_n &= \frac{\sqrt{1-\delta^2}}{\delta + (\omega x_0/v_{+0}^{(n)})} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式(3)~(7)を用いて、与えられた反発係数 α 、初期変位 x_{st} 、押付距離 x_0 、減衰係数 δ により、衝突直前、直後の速度 $v_{-0}^{(n)}/\omega x_0$ 、 $v_{+0}^{(n)}/\omega x_0$ 、と時間間隔 ωt_n を逐次求めると接触時間を無視したときの衝突時の振動速度および最大振動変位の時間的経過がえられる。

このようにして、最初 x_{st} の変位を与えられ静止している振動系が、運動を開始して固定接点と衝突運動を行なうとき、 $v_{-0}^{(n)}/\omega x_0 \geq 0.05^*$ の範囲における動作時間、 $T = \sum_0^n \omega t_n$ 、およびチャッタ回数 n を求めた結果を図1(A)(B)に示す。

図1(A)(B)は $\alpha = 0.95, 0.6$; $x_{st}/x_0 = 10 \sim 2$;

* この条件式は後述の実験よりえられたものである。

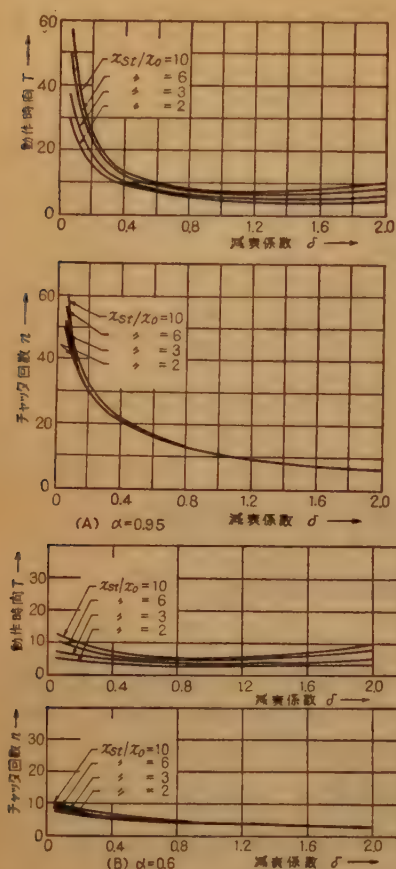


図1 動作時間, チャッタ回数と初期変位, 押付距離, 減衰係数との関係 [計算値]

Fig. 1—Operating time and number of contact closes as a function of damping coefficient, initial displacement and position of rigid wall. (computed)

$d=0.05 \sim 2.0$, のときの計算値で, 反発係数, および減衰係数によって, 動作時間およびチャッタ回数が著しく変化していることがわかる。

また, この範囲における動作時間を最小にする減衰係数の値は, $d_{opt} \approx 0.8 \sim 2$ で, x_{st}/x_0 が大きくなるにしたがって, または, 反発係数が小さくなるにしたがって d_{opt} は小さくなる。

固定接点が振動系の自然平衡点にあるときは, 前記関係は簡単になって

$$\frac{v_{+0}^{(n)}}{v_{+0}^{(n-1)}} = \frac{v_{-0}^{(n+1)}}{v_{-0}^{(n)}} = \frac{x_{max}^{(n)}}{x_{max}^{(n-1)}} = \alpha e^{-\frac{\pi d}{\sqrt{1-d^2}}} \quad (8)$$

1 自由度の振動系が固定接点に衝突する場合, 衝突時における反発係数は式 (6) のように衝突の前後の速度比で与えられるが, 実際には後述のように, 高調波

が誘起し, 計測は容易でない。ここでは, 式 (8) のように固定接点を自然平衡点に配置して, $(n+1)$, n 回目の衝突前の速度比, および n , $(n-1)$ 回目の衝突後の最大変位の比を計測することによって反発係数を求めた。

3. 実験装置

実験装置の概要は図2に示す。2枚の薄いチタン材振動板で吊られた振動体*に, 制動コイルと駆動コイルを取付け, 円形強磁界内で振動させると, 制動コイルに誘起した起電力によって電流が流れ, ジュール損が生じ, 振動体に制動作用を与える。この場合, 抵抗 R_1 を加減して, 減衰係数を任意に変化することができる。

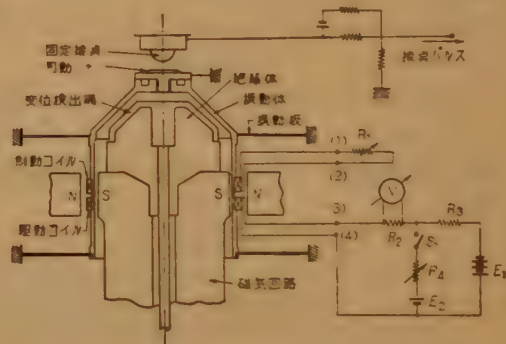


図2 実験装置の概要

Fig. 2—Apparatus for impact phenomena measurement.

実験に用いた振動系の共振周波数, 実効質量, 実効スチフネス, および力係数を表1に示す。

表1 振動系の定数

振動系	質量 (gr)	スチフネス (dyne/cm)	共振周波数 (c/s)	制動コイル力係数 (dyne/ab. amp)	駆動コイル力係数 (dyne/ab. amp)
1	31.0	1.22×10^6	31.6	1.11×10^7	0.99×10^7
2	57.9	1.22×10^6	23.1	1.11×10^7	0.99×10^7
3	88.2	1.22×10^6	18.7	1.11×10^7	0.99×10^7
4	37.3	3.87×10^6	51.3	1.38×10^7	1.93×10^7
5	64.2	3.87×10^6	39.1	1.38×10^7	1.93×10^7

表1の力係数は振動系に錘をのせて, その変位が不変になるような直流電流値より求めたものである。

表1の静的に実測された制動コイルの力係数を用いて, 自己インダクタンスを無視して算出した減衰係数と, 自由振動変位の減衰曲線からえた減衰係数の実測

* 振動体は布入ベークライトで作った。これは強磁界内で振動することによって生ずるジュール損をできるだけ少なくするために, 電気抵抗が高いことが望まれるからである。

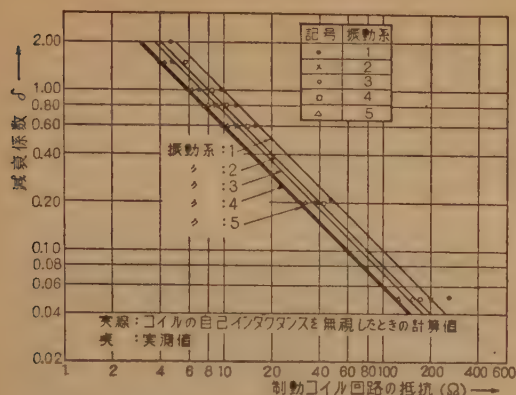


図3 制動コイル回路の抵抗と減衰係数の関係
実線：コイルの自己インダクタンスを無視したときの計算値
点：実測値

Fig. 3—Damping coefficient as a function of electrical resistance in damping coil circuit.
solid lines: computed value that inductance of coil is neglected.
points: observed.)

値とは、図3のように良好な一致を示している。したがって減衰係数 δ は制動コイルの自己インダクタンスは無視できて、

$$\delta = \frac{a_s^2}{2m\omega r_s} \quad (9)$$

ただし、 a_s ：制動コイルの静的力係数

r_s ：制動コイル回路の電気抵抗

実験に用いた振動系の振幅周波数特性を図4に示す。

図4は振動系(1)、(3)の実測例で、ほぼ1自由度の振動系とみなされるが、2kc/s以上において多少の高次振動様式の発生が認められる。このことは後述の反発係数に大きな影響をおよぼす。

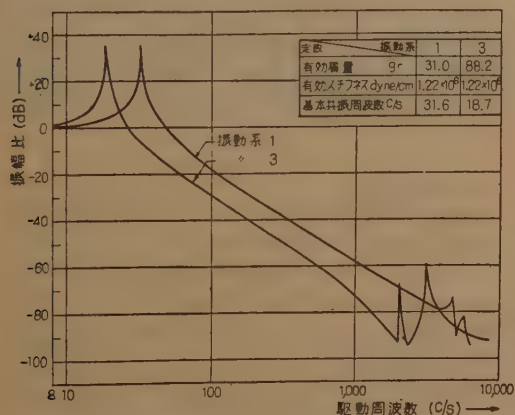


図4 振動系1, 3の振幅周波数特性

Fig. 4—Displacement frequency character of vibrating systems (No. 1, 2).

4. 実験結果

図2において電池 E_1 により接点圧力を与え、電池 E_2 により初期変位を与えるように駆動コイルに直流を供給し、スイッチ S_1 を開けば、振動系は運動を開始して“Lift-off type”継電器のように接点を閉じる動作を行なう。このようにして制動コイル回路の抵抗 R_1 を変えて減衰係数を加減し、衝突振動を観測した。

衝突振動が終息したことを検出するため、図2に示すように、接点が開いたときの接点間の電圧を0.22ボルト、接点が開いたときに接点回路に流れる電流は 1.2×10^{-4} アンペアの条件で、その接点信号が完全に階段状になって、定常状態になったときをもって、衝突振動が終息したと判断した。なお、スイッチ S_1 を開いたとき、駆動コイルおよび制動コイルに電氣的過渡現象が生ずるが、実測によれば極めて急速に減衰して、スイッチが開いてから1ms以内に消滅しその間の振動変位は、ほとんど不変であった。したがって、この電氣的過渡現象は無視しても差しつかえない。

4.1 反発係数について

2項に述べたように反発係数は衝突の前後における速度比で定義したが、衝突直後高次振動が誘起して計測が容易でない。ここでは式(8)によって $(n+1)$ 、 n 回目の衝突前の速度比、および n 、 $(n-1)$ 回目の衝突後の最大変位の比を計測して、等価的に反発係数を求め、その結果を図5に示す。速度比は制動コイルの開放電圧を、最大変位の比は、光電管式変位測定器⁽¹⁾で実測した。

図5は衝突振動の測定に用いた振動系1～5の反発係数の実測値で、固定接点は半径0.5cmの半球状の黄銅材に金メッキをほどこしたもので、可動接点は平坦な黄銅材に金メッキをほどこしたものである。

図5において、反発係数は衝突速度が増大するにつれて小さくなっている。図6に示す衝突前後の制動コイル開放電圧(速度曲線)の実測例のように、衝突後

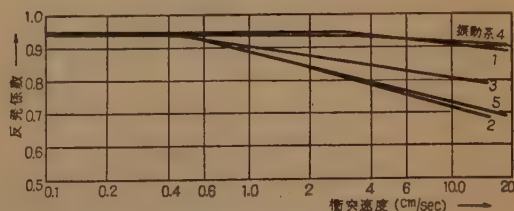


図5 衝突速度と反発係数(実測値)

Fig. 5—Coefficient of restitution as a function of velocity in impact.

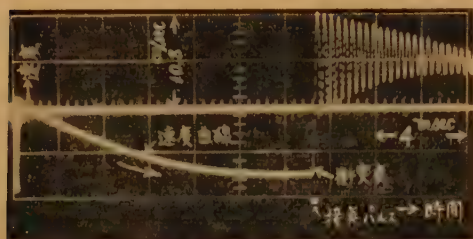


図6 振動系3を中立点で固定接点に衝突させたときの速度曲線(実測値)

Fig. 6—Velocity of vibrating system (No. 3) collides with rigid wall positioned at neutral of vibrator.

誘起した高次振動は急速に減衰し、再衝突までにほとんど消滅している。しかも衝突直前の速度 v_0 に対する高次振動速度の振幅 $v_{+0}(h)$ の比 $v_{+0}(h)/v_0$ は v_0 が大きくなるにつれて大きくなる。

図4の振幅周波数特性の高次振動周波数と衝突時に誘起した高次振動周波数とは同じで、また振幅周波数特性より高次振動の影響の少ないと判断される振動系(1)および(4)においては、振動体が布入ペークライトで作られているにもかかわらず反発係数は極めて高い値を示し、速度が増大しても反発係数の減少率は他の振動系に比して小さい。したがって反発係数は高次振動成分が大きな寄与をしていることがわかる。

振動系4と同じ振動定数を有する振動系で、可動接点材質を変えて反発係数を実測したものを図7に示す。図7に示した硬度は、明石式微小硬度計で測った値で、硬度が高い程反発係数は高い。鉛の場合は反発

係数は衝突速度とともに増大し、黄銅、銅、アルミニウムは衝突速度が増大すると、反発係数は減少している。この測定における固定接点は、半径0.5cmの半球状黄銅材に金メッキをほどこしたもので、可動接点は同質量の平坦な黄銅、銅、アルミニウム、鉛材質に金メッキをほどこしたものである。

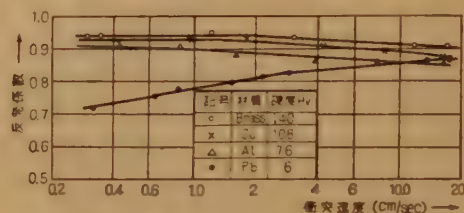


図7 異種金属の反発係数と衝突速度(実測値)

Fig. 7—Coefficient of restitution as a function of velocity in impact and contact materials.

最初に固定接点と可動接点を衝突させると、接触部の塑性変形のため反発係数は低いですが、反覆衝突させると次第に高くなって一定値に近づく。図7の値は25 cm/secの衝突速度で50回反覆衝突させた後計測したものである。

4.2 チャッタ回数、動作時間について

表1に示した振動定数をもつ振動系(1)~(5)を用いて、表2に示す初期条件により実測したチャッタ回数、および動作時間の結果は図5のあらかじめ計測した反発係数を用いて(2)項と同じ方法で、 $v_0^{(M)}/\omega x > 0.05$ の範囲で計算した値と良好な一致を見た。

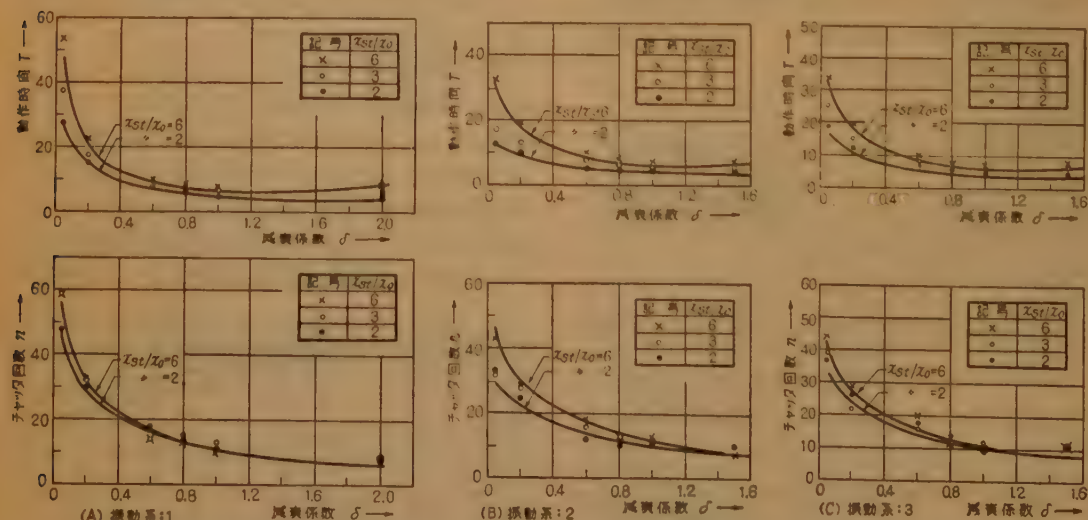


図8 動作時間、チャッタ回数と初期変位、押付距離、減衰係数との関係(実線:計算値、点:実測値)

Fig. 8—Operating time and number of contact closes as a function of damping coefficient, initial displacement and position of rigid wall. (solid lines: computed, points: observed)

表 2 実験の初期条件

振動系	x_{st}/x_0	x_{st} ($\times 10^{-3}$ cm)	x_0 ($\times 10^{-3}$ cm)
1	6	4.9	0.8
	3	6.1	2.0
	2	6.5	3.2
2	6	4.9	0.8
	3	6.1	2.0
	2	6.5	3.2
3	6	4.9	0.8
	3	4.6	1.5
	2	5.5	2.8
4	6	6.0	1.0
	3	6.0	2.0
	2	6.0	3.0
5	6	6.0	1.0
	3	6.0	2.0
	2	8.0	4.0

図 8 (A)(B)(C) はおのおの振動系 (1)~(3) の測定例で、点が実測値、実線は計算値である。

$v_0^{(n)}/\omega x_0$ が極めて小さいとき (0.15 以下)、接点の接触時間が、接点の開いている時間に比して次第に無視できなくなつて、動作時間の計算値は実験値より小さくなるが、実測された接触時間を計算値に付加すれば、さらに良好な一致を見た。

なお、この実験における変位および接点パルスの観測例を図 9 に示す。

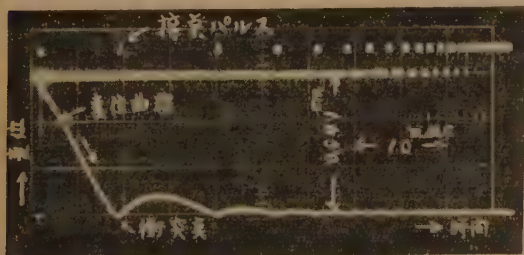


図 9 振動系 1 を固定接点に衝突させたときの変位曲線と接点パルス間隔 (実測値)

$x_{st} : 0.049 \text{ cm}$; $x_0 : 0.008 \text{ cm}$; $\omega : 31.6 \text{ c/s}$; $\delta : 0.6$

Fig. 9—Displacement and signal of contacts closes when vibrating system (No. 1) collides with rigid wall. (observed)

5. 結 言

この報告は、継電器のチャッタ現象を解明し、防止する手がかりを得るために、衝突を含む振動が簡単な応答を示す減衰のある 1 自由度振動系が固定接点に衝突する場合の実験的、理論的考察を行なったが、その結果、高次振動周波数が基本振動周波数に比して極めて大きい (本実験では 80 倍以上) 振動系が固定接点に衝突する場合の衝突振動は、初期変位と押付距離の比 x_{st}/x_0 、共振角周波数 ω 、減衰係数 δ 、および反発係数 α によって定まり、そのときの動作時間、チャッタ回数は $v_0^{(n)}/\omega x_0 > 0.05$ の範囲で計算することによって、容易に推定することができる。

なお、実験により求められたチャッタが閉止する最終速度 (本報告では、 $v_0^{(n)}/\omega x_0 = 0.05$)、および接触時間の理論的考察は、接点の局部変形を考慮する必要があると思われる^{(5),(6),(7),(8)}。これらについては、さらに検討中である。

終りにのぞみ、この報告は当所の早坂次長並びに伊藤研究室長の終始適切な御指導をいただいたたまものであり、厚く謝意をあらわす。

文 献

- (1) 高村：“継電器のチャッタに関する一考察”，信学誌 42, 9, p 822, (1959-09).
- (2) 高村，大塚：“減衰形振動系の衝突について”，機学論文集, 25, 247, (1959).
- (3) 早坂：“音響工学”，日刊工業 343, (1957).
- (4) 伊藤，山崎：“動電駆動—静電測定形パイロメータ”，信学誌 34, p 134, (1951-03).
- (5) A.E. Love: “Mathematical theory of elasticity”, Cambridge 199, (1959).
- (6) S. Timoshenko: “Vibration problem in engineering”, V. Nostrand (1937).
- (7) T. Suzuki: “A method to solve the problems of mechanical impact”, Technology Reports of Tohoku Univ. 14, (1950).
- (8) 武井：“衝突振動に於ける反発機構の位相面による決定について”，継電器委資料 (昭 34-01).
- (9) 坂山：“電気音響機器の研究”，丸善 (昭 23).
- (10) 坪井：“振動論”，河出書房 (昭 17).

(昭和 35 年 3 月 11 日受付，7 月 4 日再受付)

UDC 621.372.832.6

出力を希望する比率に分割する Hybrid Ring*

正員 伊 藤 健 一

(東京芝浦電気株式会社)

要約 Hybrid Ring の特性については既に相当程度解明せられて来たが⁽¹⁾⁽²⁾、その後 Hybrid Ring の 2 個の出力端子へ電力を希望通りの比率に分割して伝送する場合につき解析することができたので、その計算結果を図並びに表により報告するものである。しかしその理論式の導出にはなんらの近似、省略も行なわなかったで、かなり複雑なものとなった。本文では途中の過程は一切これを省略し、その最終結果のみを記載することとした。求めたものは種々の電力分配率における入力インピーダンス、出力特性、リーケージ特性、位相特性等であり、いずれも直ちに利用できるよう図表として掲載されている。

つぎに計算並びに実測結果を総合的に判断したところ、スタブを使用することにより入力インピーダンスを改善し得たことが判明したので最適なスタブのインピーダンスを定め、かつスタブの使用により改良された後の S.W.R. 値をも計算した。

最後に従来電力を分割する際に使用されて来た T 分岐回路との比較に述べ、さらに 2 つの出力端子へ伝送される電力が一方に比較的多く、残りの端子へは少ししか行かないような目的の回路に Hybrid Ring の特性が正に適合していることを述べた。

1. 序 言

筆者は先に「Hybrid 形ダイプレクサの特性」なる表題⁽¹⁾にておもに Hybrid Ring をダイプレクサとして使用する場合すなわち 2 個の出力端子へ伝送される電力が等しいときの諸特性について述べたが、その後 Hybrid Ring の 2 個の出力端子へ伝送される電力を希望通りの割合に分割した場合の種々の特性を解析し、かつ実測値とも極めてよく一致することを確認し得たので、ここにまとめて報告するものである。

2. Hybrid Ring の構造並びに計算式

Hybrid Ring は図 1 のように 1/4 波長回路を組合わせたものである。端子 (1) より入った電力のうち $t \times 100\%$ が端子 (4) へ、 $(1-t) \times 100\%$ が端子 (3) へ伝送され、端子 (2) にはなんらの電力も伝送されないようにするためにはいかなる条件が成立せねばならぬか計算しよう。

図 1 について入力端子 (1) より見たインピーダンス z_1 、端

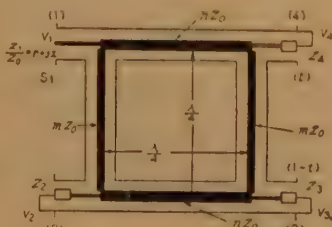


図 1 Hybrid Ring の構造図
Fig. 1—Structure of Hybrid Ring.

子 (2) に発生する漏えい電圧 V_2 、端子 (3)、(4) における出力電圧 V_3 、 V_4 および出力電圧間の位相差 ϕ 等は相当複雑な計算となるが省略せずに厳密に計算した結果つぎの式で与えられる。

$$\frac{z_1}{z_0} = \frac{a+jb}{c+jd} = r+jx$$

$$\begin{aligned} a &= [n(2m+n)x_2x_3 + m(m+2n)x_3x_4 \\ &\quad + (m+n)^2x_2x_4] \cos^2\theta \sin\theta \\ &\quad - (m^2n^2 + m^2x_2x_3 + n^2x_3x_4) \sin^2\theta \\ b &= -2(m+n)x_2x_3x_4 \cos^2\theta + (m+n) \left[mn(x_2+x_4 \right. \\ &\quad \left. + x_4) + \frac{m^2+n^2}{mn}x_2x_3x_4 \right] \cos\theta \sin^2\theta \\ c &= \left[m(m+2n)x_2 + (m+n)^2x_3 + n(2m+n)x_4 \right. \\ &\quad \left. + \frac{4(m+n)^2}{mn}x_2x_3x_4 \right] \cos^2\theta \sin\theta \\ &\quad - \left[n^2x_3 + m^2x_4 + \left(\frac{m}{n} - \frac{n}{m} \right)^2x_2x_3x_4 \right] \sin^2\theta \\ d &= -2(m+n)(x_2x_3 + x_3x_4 + x_2x_4) \cos^3\theta \\ &\quad + (m+n) \left[mn + \frac{m^2+n^2}{mn} \right. \\ &\quad \left. \cdot (x_2x_3 + x_3x_4 + x_2x_4) \right] \cos\theta \sin^3\theta \\ x_2 &= \frac{z_1}{z_0}, x_3 = \frac{z_3}{z_0}, x_4 = \frac{z_4}{z_0}, \theta = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\Gamma_1 = \sqrt{\frac{(1-r)^2 + x^2}{(1+r)^2 + x^2}}, S_1 = \frac{1+\Gamma_1}{1-\Gamma_1} \quad (2)$$

ただし Γ_1 は反射係数、 S_1 は S.W.R. 値を表わす。

* Characteristics of Hybrid Ring to Devide the Power at Desired Ratio. By KEN-ICHI ITO, Member (Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Kawasaki). [論文番号 3277]

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{x_2}{a+jb} \left[n(m+n)(x_3+x_4)\cos\theta\sin\theta - j \left\{ 2(m+n)x_3x_4\cos^2\theta - \left(mn^2 - \frac{m^2-n^2}{m}x_3x_4 \right) \sin^2\theta \right\} \right] \quad (3)$$

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{x_3}{a+jb} \left[mn(x_2+x_4)\sin\theta - j 2(m+n)x_2x_4\cos\theta \right] \quad (4)$$

$$\frac{V_4}{V_1} = \frac{x_4}{a+jb} \left[m(m+n)(x_2-x_3)\cos\theta\sin\theta - j \left\{ 2(m+n)x_2x_3\cos^2\theta - \left(m^2n + \frac{m^2-n^2}{n}x_2x_3 \right) \sin^2\theta \right\} \right] \quad (5)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{-2(m+n)x_2x_4\cos\theta}{mn(x_2+x_4)\sin\theta} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{-\{2(m+n)x_2x_3\cos^2\theta - (m^2n + \frac{m^2-n^2}{n}x_2x_3)\sin^2\theta\}}{m(m+n)(x_2+x_3)\cos\theta\sin\theta} \right] \quad (6)$$

しかして式 (1)~(6) は図 1 について計算したものであって Hybrid Ring としての条件はなにも入っていないがここで

$$m = \sqrt{\frac{t}{1-t}}, \quad n = \sqrt{t} \quad (7)$$

なる関係式を導入すると、端子 (2) (3) (4) に z_0 なる負荷を接続したとき正に中心周波数において端子 (4) に $t \times 100\%$ の電力が伝送されかつ端子 (2) にはなんらの電圧も発生しないことが式 (1)~(6) より容易に判明する。すなわち図 1 の回路は (7) なる関係が成立する場合に Hybrid Ring としての特性を有し、しかも各種特性が式 (1)~(6) であたえられることを知る。

3. 中心周波数における性質

Hybrid Ring の特性を理解するためには特に中心周波数について考えるのが便利である。そのおもなる性質を列記するとつぎのごとくなる。

(A) 各端子に純抵抗を接続すると中心周波数における入力インピーダンスは純抵抗となる。

(B) 出力端子 (3) (4) を z_0 で終端すると x_2 の値に関係なく入力インピーダンスは z_0 に等しくなりかつ端子 (2) にはなんらの電圧も発生しない。

(C) 出力端子 (3) (4) に z_0 なる負荷を接続すると、

x_2 の値に無関係に出力端子に表われる電圧は、 $V_3/V_1 = -\sqrt{1-t}$, $V_4/V_1 = -j\sqrt{t}$ となる。すなわち端子 (3) には入力電圧より 180 度遅れしかもその大きさが $\sqrt{1-t}$ の電圧が得られ、端子 (4) には位相が入力より 90 度遅れ大きさが \sqrt{t} の電圧を生ずる。また当然のことながら伝送される電力も電圧比を自乗してそれぞれ $(1-t) \times 100\%$, $t \times 100\%$ になっていることも判明する。

(D) $x_3x_4=1$ ならば、式 (3) より x_2 の値に無関係に端子 (2) の電圧は零でありかつ入力インピーダンスは z_0 すなわち端子 (3) に接続されている負荷インピーダンスに等しくなる。

(E) 特に (D) にて x_3 が純リアクタンスのときには x_4 も反対符号の純リアクタンスとなり入力インピーダンスも純リアクタンスとなる。

(F) 端子 (3) (4) を z_0 で終端し端子 (1) (2) より大きさが A, B で位相が 90 度違う電圧を同時に加えると図 2 に示すごとき大きさの電圧が端子 (3) (4) に表われる。

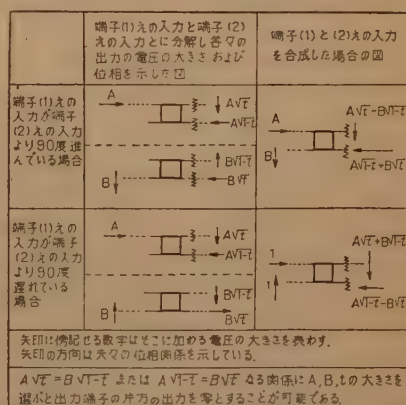


図 2 端子 (1) (2) へ 90 度位相の違った電圧を同時に加えたときの出力の大きさと位相関係を表わす図

Fig. 2—Amplitude and phase relation between the two output.

(G) 前項にて入力電圧の大きさ A, B を適当にえらべば、出力端子の片方への出力を零とすることができる。

4. 入力インピーダンス

Hybrid Ring を使用する場合、通常出力端子 (3) (4) には z_0 に等しい純抵抗を接続するので以下 $x_3=x_4=1$ として入力インピーダンスを計算する。もちろん前節 (B) によれば中心周波数においては SWR は 1 となるはずであるが、これはあくまでも中心周波数

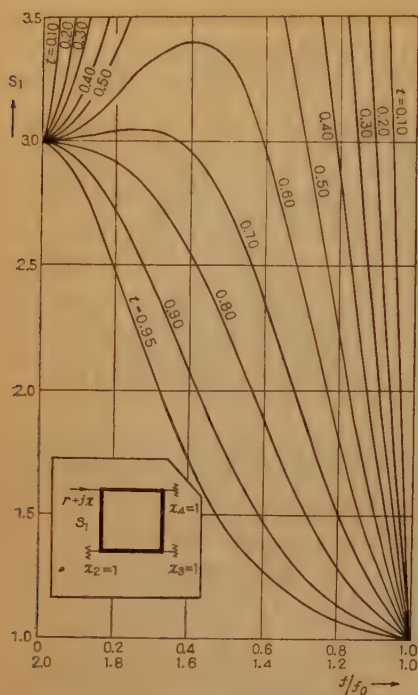
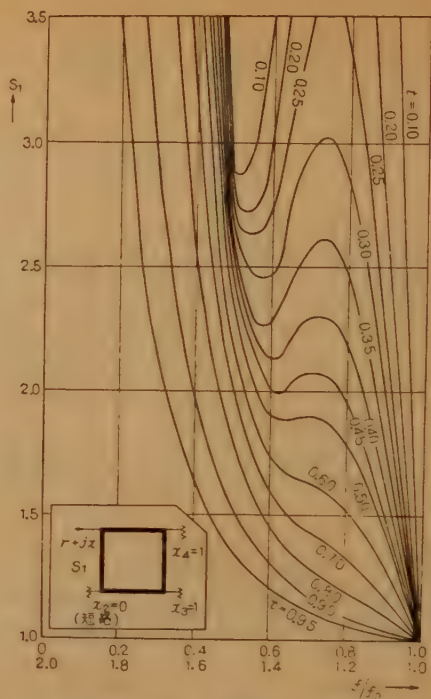
図3 (A) $x_2=1, x_3=x_4=1$ の場合図3 (C) $x_2=0, x_3=x_4=1$ の場合

図3 Hybrid Ring の定在波比の周波数特性 ((A)(B)(C) の3種)

Fig. 3-(A)(B)(C) The input V.S.W.R. of Hybrid Ring.

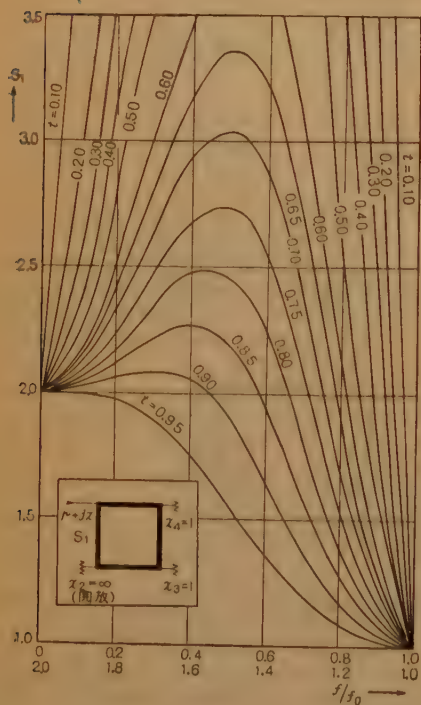
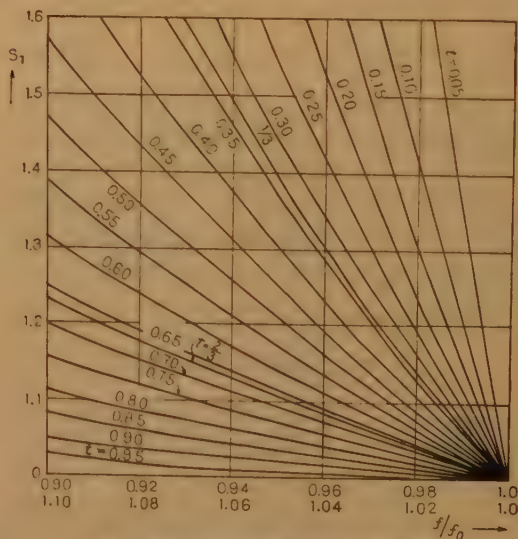
図3 (B) $x_2=\infty, x_3=x_4=1$ の場合

図4 電圧定在波比の周波数特性 (拡大図)

 $x_2=1, x_3=x_4=1$ の場合

中心周波数付近では S_1 は x_2 の値にあまり影響を受けない故 $x_2=0, \infty$ の場合の拡大図は省略したが図4の値を用いても差はつかない。

Fig. 4 The input V.S.W.R. of Hybrid Ring (detailed curves).

についてのみ言えることであって、ある帯域について考えた場合には事情が多少違って来るのである。式(1)(2)を用いて計算した結果を図3(A)(B)(C)～4に示す。これらの図表より、SWR値は中心周波数を離れ

ると急に悪くなりいわゆるV字形特性を有するが、 x_2 の値には余り関係せず(図3(A)(B)(C)～4参照)しかも t の値が大きき端子(4)へ行く電力の割合が大きい程 S_1 はよい特性を有していることが分かる。

5. 出力特性並びに漏えい特性

V_1 なる電圧を入力端子へ加えたときの各端子への出力電圧は式(3)～(5)により計算され図5, 6(A), (B)として記載した。なお計算は種々の x_2 の値に対し実施したが実用上必要な $x_2=x_3=x_4=1$ の場合を図示した。また V_3, V_4 の位相差を式(6)により計算した結果を図7とした。

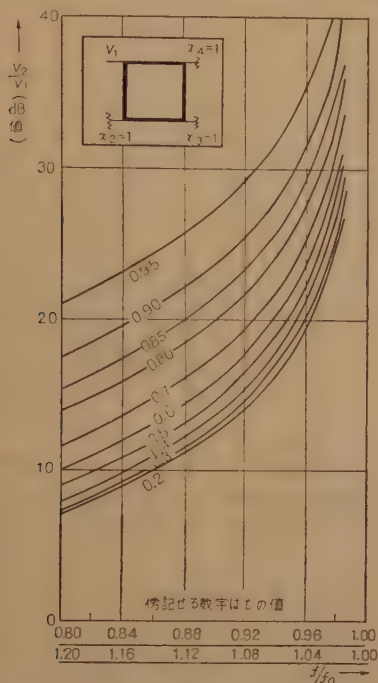


図5 漏えい特性 (端子(2)への出力)
Fig. 5—Leakage to the terminal (2), to be connected to the equalizing dummy load.

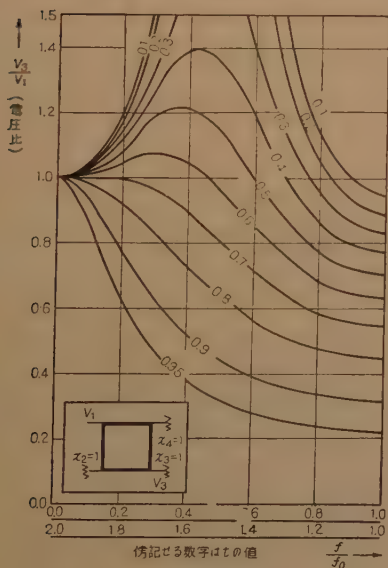


図6(A) 端子(3)への出力特性

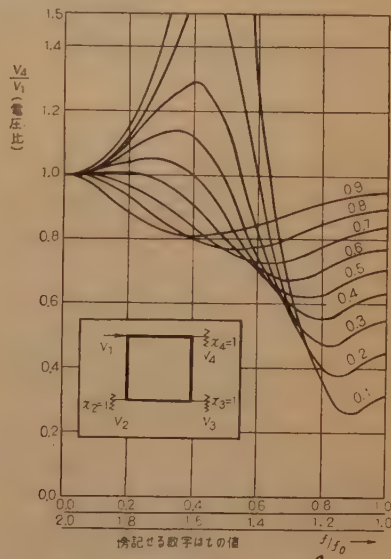


図6(B) 端子(4)への出力特性
図6 出力端子への出力特性
Fig. 6—Frequency characteristic at the two output terminal.

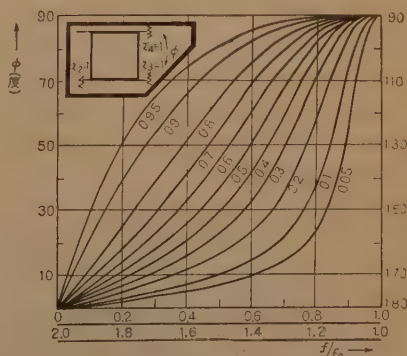


図7 出力の位相特性 (傍記する数字は t の値)
Fig. 7—Phase relation between the two output.

6. 入力インピーダンスの改良

Hybrid Ring の入力インピーダンスは第4節で述べたごとくV字形特性を有し使用できる帯域幅が比較的狭い。こ

の改良方法として図8に示すようにスタブを利用するとなかなり特性が改善できることが判明した。すなわち図8にて端子(5)より見たスタブと Hybrid Ring との合成アドミタンス Y は、

$$Y = G - jB \quad (8)$$

で求められる。

ここに

$$\left. \begin{aligned} G &= \frac{r}{r^2 \cos^2 \theta + u^2}; \quad B = \frac{r^2 \cos \theta \sin \theta - uv}{r^2 \cos^2 \theta + u^2} + y_s \\ u &= \sin \theta + x \cos \theta \\ v &= \cos \theta - x \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad y_s = -j \frac{1}{x_2} \cot \theta$$

$$x_2 = \frac{z_s}{z_0} \quad (x_2 \text{ はスタブのサージインピーダンス})$$

スタブを含んだ端子(5)における反射係数 Γ_s および SWR 値 S_2 は

$$\Gamma_s = \sqrt{\frac{(G-1)^2 + B^2}{(G+1)^2 + B^2}}; \quad S_2 = \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} \quad (10)$$

で計算できる。 $x_2 = x_3 = x_4 = 1$ の場合につきスタブを用いて改良された SWR 値を式(8)~(10)より求め図9に示した。なお、この際使用すべきスタブのサージインピーダンス x_2 の値には多少幅があり、改良後の SWR 値の周波数特性が少しずつ違ったものが得られる。この辺の事情は文献(1)の図8を参照すれば容易に理解できるところである。しかし図9は文献(1)の図8の C_1 曲線に相当するものであり、各種の θ の値に対し図10に示されるようなサージインピーダンス x_2 を持ったスタブを使用した場合に得られる SWR 特性を示したものである。

以上 $x_2 = 1$ の条件の下に論を進めて来たが、特に中心周波数付近にては x_2 の値の影響は非常に少ないので、図9, 10は x_2 の値に関係なく広く $x_2 = x_4 = 1$ の場合、にそのまま利用できるものとしてスタブを設計

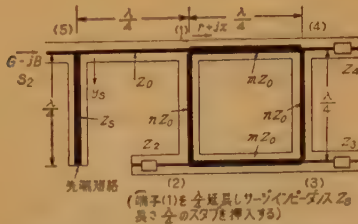
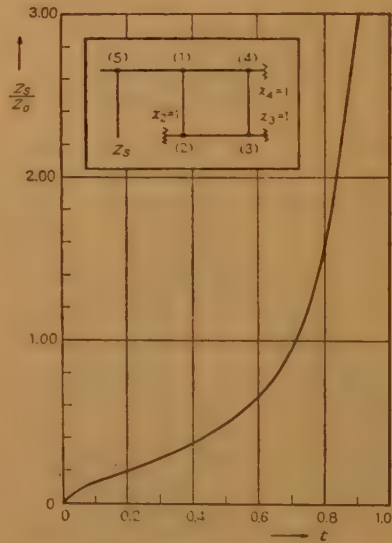


図8 入力インピーダンスの改良回路
Fig. 8—Stub attached to the Hybrid Ring to improve the input V.S.W.R.



図9 スタブを用い改良された SWR 特性 ($x_1 = x_3 = x_4 = 1$ の場合) (傍記せる数字は θ の値)
Fig. 9—The improved input V.S.W.R.



S.W.R. を改良するため挿入するスタブのサージインピーダンス Z_s と電力分配率 θ の関係曲線
図10 スタブのインピーダンス曲線
Fig. 10—Impedance of stub to be used to improve the V.S.W.R.

してなんら差いつかないのである。

7. 結言

以上 Hybrid Ring の諸特性につき理論的に求められた式を基礎として色々計算した結果を表あるいは図として報告して来た次第である。

Hybrid Ring をいわゆるダイプレクサあるいはそれに準ずる方法で使用する場合は文献(1)にて論じたところであるが、出力を1対1に分割するのではなく違った割合に分けて伝送することにつ

き以下論じて本文の結言としよう。

(1) T 分枝回路との比較

たとえば、テレビ放送用アンテナにおいてアンテナ素子を多数積重ねることにより生ずるナル・ポイン

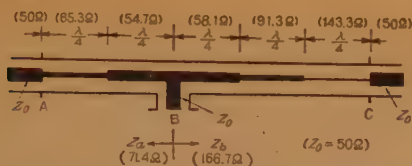


図 11 T 分岐回路の構造図並びに数値例 (括弧内の数字 (Ω) は電力を 7:3 に分割する場合の例)

Fig. 11—Power divider circuit with $\lambda/4$ impedance transformer.

ト⁽³⁾(4)を補償する際に普通上半分の素子の励振電力と下半分の素子の電力とを 7:3 の割合にする方法が用いられている。このように電力を分割する方法としては図 11 のような T 分岐回路が用いられて来た。図 11 はその実施例を示すものであって SWR 値について言えば、 $f/f_0=0.90$ で 1.04~1.05; $f/f_0=0.95$ にて 1.01~1.02 程度の実測値を得られているが、一方 Hybrid Ring はスタブの併用により図 9 の教えるとき SWR 値が得られれば T 分岐回路に匹敵する性能のものが得られるのみならず、負荷インピーダンスが理想値よりずれた場合にも端子 (2) に接続される抵抗のため入力インピーダンスがそれほど劣化しないと言う利点もあるので、将来この方面の研究ないしは実用化が期待される。

(2) 電力分配率の大きい場合の利用

前述の T 分岐回路では $1/4$ 波長回路を利用したインピーダンス変成回路⁽⁵⁾⁽⁶⁾を利用しているので、余り大きい電力分配比のものはできないのである。たとえば 50 Ω のフィード系にて 1:9 に電力を分割するには図 11 にて $z_a=55.6 \Omega$, $z_b=500 \Omega$ となり実現不能である。これに反し Hybrid Ring では比較的容易に実現

可能であるのみならず、図 3 (A) (B) (C)~4 に示されるごとく ϵ が大きいほどますます帯域幅の広い良い特性のものが得られる。したがって電力分配率 ϵ が大きいほど T 分岐回路に比し Hybrid Ring の方が有利になって来るのである。たとえば 1 台の送信機により 1 方向に 10 W, 反対方向に 1 W の電力をしかも相当鋭い指向性を有せしめて送信する必要があるような場合、当然 Hybrid Ring の使用を考慮せねばならない。

ただこの際注意すべきは図 1 にて端子 (4) へより多くの電力を伝送するように使用すべきであって、これを反対にすることは帯域を狭め悪い特性にて使用することとなるのである。この意味からすると ϵ を 0.5 以下として使用することは全く意味のないことである。すなわち Hybrid Ring を使用する際には必ず ϵ は 0.5 以上すなわち端子 (4) へ伝送される電力を (3) へ行く電力よりも多くなるようにして使用すべきであり、さらに Hybrid Ring の特性の良否を論ずる際には当然 $\epsilon \geq 0.5$ の場合にのみ着目すればよいこととなるのである。

文 献

- (1) 伊藤: "Hybrid 形ダイプレクサの特性", 信学誌, 41, 4, p 469, (1958-04).
- (2) J. Reed and G.I. Wheeler; "A method of analysis of symmetrical four-port network", Trans. I.R.E. (Oct. 1956).
- (3) たとえばテレビジョン工学, ハンドブック, p 653.
- (4) たとえばテレビジョン工学, ハンドブック, p 619.
- (5) E.G. Fubini and F.H. Rockett: "Bandwidth of quarter wave section", electronics (Oct. 1952).
- (6) 伊藤: " $\lambda/4$ インピーダンス変成回路", 信学誌, 38, 6, p 478, (1955-06).

(昭和 35 年 5 月 10 日受付, 7 月 25 日再受付)

UDC 621.372.413.004.1 : 621.315.613.7

高安定周波数空洞共振器の安定度に及ぼす諸影響*

正 員 田 幸 信 子

(東京大学工学部)

要約 さきに発表した 熔融石英円筒に金属膜を付着して端板を圧着する方式の高安定周波数空洞共振器は温度および圧力に対する影響を除去し、機械的および電気的構造を適当にすれば透明石英の場合に $-(0.6 \pm 0.1) \times 10^{-6}/\text{deg}$, 不透明石英の場合に $-(0.9 \pm 0.15) \times 10^{-6}/\text{deg}$ という材質の線膨脹係数におよそ等しい周波数温度係数になることを報告した。本論文では、この共振器を設計、製作するに当たって端板の加工ひずみ、端板間圧力、円筒端板間接触面の粗さ、外部結合回路の変動、縮退モード、付着金属膜の厚さ等がいかなる影響を周波数安定度に及ぼすかを理論的および実験的に検討した結果について報告したものであって、これにより本方式の空洞共振器を設計するために必要な資料を与えている。

* Effects on the Stability of the Fused Quartz Cavity Resonator. By NOBUKO TAKO Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo). [論文番号 3278]

1. 序 言

周波数安定度の極めて高い高 Q の空洞共振器としては線膨脹係数の極めて小さい熔融石英円筒の内面に銅あるいは銀の金属膜を付着させたものを円筒とし、これに独立に熱膨脹し得る金属端板を圧着させる構造の H_{011} 波空洞共振器がよいことは既に報告した⁽¹⁾。

これでは温度および圧力の変化に対する影響を除去するため、乾燥気体を封入した気密面に共振器を入れたもので（図1参照）。透明石英円筒では $-(0.6 \pm 0.1) \times 10^{-6}$ /dag, 不透明石英円筒では $-(0.9 \pm 0.15) \times 10^{-6}$ /dag, の素材の線膨脹係数とほとんど等しい周波数安定度を得（共振周波数温度特性の一例を図2に示す, Q の値も理論値

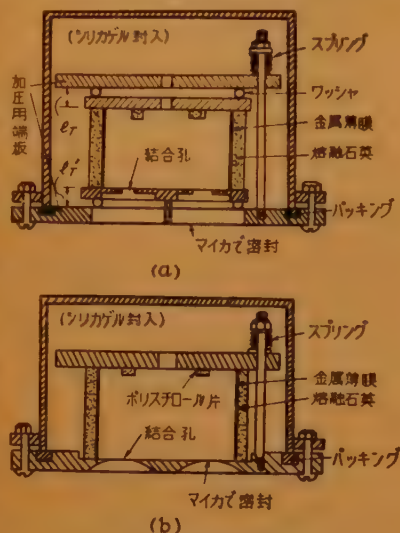


図1 試作空洞共振器の構造
Fig. 1—The construction of air-tight cavity resonators.

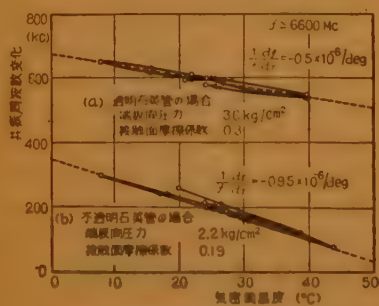


図2 共振周波数温度特性の例
Fig. 2—The temperature dependency of resonant frequencies of cavity resonators.

に近く金属と同等あるいはそれ以上の値が得られている。ところで前報告⁽¹⁾では高い周波数安定度を得るための電氣的、機械的構造面の設計条件の理論的実験的根拠についてはほとんどふれなかったもので、これらの周波数温度係数に及ぼす種々の影響について周波数 6600 Mc で検討した結果をここに取りまとめて報告し、この種の空洞共振器を実用する場合の設計資料に

供したいと思う。

2. 端板の加工ひずみ

加工後焼鈍してない上下両端板の間に石英円筒をはさみ、接着面には圧力をかけないで周波数温度特性を測定した結果は図3(a)の通りである。この履歴曲線には加工時の影響が考えられたので、焼鈍を行なって再び測定したところ同図(b)となり、これよりひずみの影響があることが確認された。ここで端板は真鍮製で銀メッキしたものであり、接触面の摩擦係数は約 0.3 である。

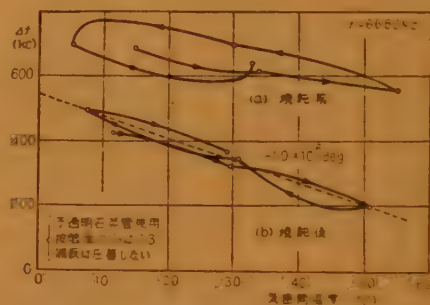


図3 端板焼鈍前後の周波数温度特性
Fig. 3—The temperature dependency of the resonant frequency of a cavity resonator.
Curve (a) is the value before annealing.
Curve (b) is the value after annealing.

3. 端板間圧力

3.1 端板圧着用ばねの強さ

石英円筒上で端板を押えるのに、図1(a)あるいは(b)のように線膨脹係数の大きい真鍮棒を用いてばねで圧着するような方式をとった場合は、石英も弾性体であるから圧力により圧縮され、温度が上昇する場合は、真鍮棒の伸びのため固有の線膨脹係数以上の膨脹率で石英が伸びる場合もある。この場合の合成の共振周波数温度係数を求めてみる。ただしばねで加圧用端板に力を加えても、この板はワッシャの位置を支点として撓まず、また図1の l_T , $l_{T'}$ に相当する部分の真鍮棒と端板、ワッシャ、加圧用端板の部分は、温度変化および圧力に対する変形の度合いがほぼ等しいとみなして、力の釣合を論ずるときこの部分の長さは両者から取除くことにする。

温度 T において圧力 P_s で端板を締めつけたとき、石英管、真鍮棒、ばねの長さはそれぞれ $l_q \rightarrow (l_q - h_q)$, $l_B \rightarrow (l_B + h_B)$, $l_s \rightarrow (l_s - h_s)$ となり、また、この状態のまま温度を $T \rightarrow T + \Delta T$ に変化したとき、 $P_s \rightarrow$

$P_z - \Delta P, (l_q - h_q) \rightarrow l_q(1 + \alpha_q \Delta T) - h_q', (l_B + h_B) \rightarrow l_B(1 + \alpha_B \Delta T) + h_B', (l_s - h_s) \rightarrow l_s(1 + \alpha_s \Delta T) - h_s'$ となって釣合いが保たれたとする。このとき温度: T で

$$l_q - h_q = -l_s + h_s + l_B + h_B = l_0 \quad (1)$$

$$P_z \frac{l_B}{n_B E_B F_B} = h_B, P_z \frac{l_s}{n_s E_s F_s} = h_s, P_z \frac{l_q}{E_q F_q} = h_q \quad (2)$$

温度: $T + \Delta T$ で

$$l_q(1 + \alpha_q \Delta T) - h_q' = -l_s(1 + \alpha_s \Delta T) + h_s' + l_B(1 + \alpha_B \Delta T) + h_B' = l_0' \quad (1')$$

$$(P_z - \Delta P) \frac{l_B(1 + \alpha_B \Delta T)}{n_B E_B F_B} = h_B',$$

$$(P_z - \Delta P) \frac{l_s(1 + \alpha_s \Delta T)}{n_s E_s F_s} = h_s',$$

$$(P_z - \Delta P) \frac{l_q(1 + \alpha_q \Delta T)}{E_q F_q} = h_q' \quad (2')$$

の関係が成立する。ここで l_0, l_0' : 温度 T および $(T + \Delta T)$ における空洞共振器の長さ, l : 温度 T における共振器の長さ, h : 温度 T で P_z が加わったときの共振器の長さの変位, h' : 温度 $(T + \Delta T)$ で $(P_z - \Delta P)$ が加わったときの共振器の長さの変位, α : 線膨脹係数, E : ヤング率, F : 断面積, n : 個数でありこの場合添字 q, B, s はそれぞれ石英管, 真鍮棒, ばねにおける値を意味する。したがって長さ方向の見かけの線膨脹係数 α_q' は, 式 (1), (1)', (2), (2)' より

$$\alpha_q' = \alpha_q \left\{ 1 + \frac{\alpha_0 A}{\alpha_q B} \right\} \quad (3)$$

ここで $\alpha_0 \equiv \alpha_s \approx \alpha_B \gg \alpha_q, \alpha_B \Delta T, \alpha_q \Delta T, \alpha_s \Delta T \ll 1, l_q/l_0 \approx 1, A \equiv l_q/E_q F_q,$

$$B \equiv \frac{K_s}{n_s} + \frac{l_B}{n_B E_B F_B} + \frac{l_q}{E_q F_q}, K_s \equiv \frac{l_s}{E_s F_s},$$

$$\frac{P_z}{E_q F_q} \ll 1 \quad (P_z \leq 5 \times 10^4 \text{ kg で誤差 } \leq 1\%),$$

となる。これに対して, 半径方向の線膨脹係数 α_q'' は肉厚 \ll 半径のときに,

$$\alpha_q'' = \alpha_q \left\{ 1 - \sigma \frac{\alpha_0 A}{\alpha_q B} \right\} \quad (4)$$

ここで $\sigma: K\nu, \nu$: ポアッソン比, K : 石英管の形によって決まる定数で $l_q \geq a$ のとき $1 \geq K > 0, a$: 内半径となる。したがって圧力が加わった状態での周波数温度係数は H_{011} 波に対して

$$\frac{1}{f} \frac{df}{dT} = -\alpha_q \left[1 + \frac{\{1 - \sigma C\} \alpha_0 A}{1 + C} \frac{\alpha_0}{\alpha_q B} \right] \quad (5)$$

ここで $C \equiv \left(\frac{u_{01} l_q}{\pi a} \right)^2$

となり, 第2項だけ周波数変化率が大きくなる。この影響を無視できるためには K_s の大きいすなわち弱いばねを用いればよいことになる。すなわちこの第2項が 0.1 以下になるための K_s を式 (5) から求めると,

$$K_s > 10 \frac{\{1 - \sigma C\} \alpha_0}{1 + C} \frac{\alpha_0}{\alpha_q} A \cdot n_s \quad (6)$$

$$\text{ただし, } \frac{K_s}{n_s} \gg \frac{l_q}{E_q F_q} + \frac{l_B}{n_B E_B F_B}$$

となる。実例として, 図1で不透明石英管を用いたときに式 (6) を満足する K_s を求めてみると,

$$l_q = 4 \text{ cm}, \alpha_q = 10^{-6}, \alpha_0 = 1.9 \times 10^{-5}, E_q = 5 \times 10^4 \text{ kgW/cm}^2, F_q = 10.5 \text{ cm}^2, E_B = 10 \text{ kgW/cm}^2, F_B = 0.6 \text{ cm}^2, l_B = 5.5 \text{ cm}, a = 3.3 \text{ cm}, \sigma = 0.1, n_s = 3, n_B = 3,$$

の場合に $K_s > 8.8 \times 10^{-5} \text{ cm/kg}$,

となる。これから判るように, ばねとしては相当に強いものを用いてもよい。ただ真鍮棒の弾性を利用し, ばねを用いないで剛体のナットで締めた場合は問題で, 温度上昇でゆるくならない程度締めたとすれば,

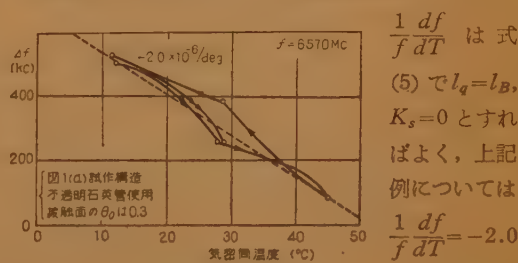


図4 スプリング無しで締めつけたときの周波数温度特性

Fig. 4—The temperature dependency of the resonant frequency of a cavity resonator, the end plates of which are attached on the wall.

良く一致した値を与えている。

3.2 上下端板間圧力の限界

線膨脹係数の異なる円筒と端板を圧着した状態では, 熱膨脹に際してその接触面に摩擦力が働く。したがって圧着力: $P_z (= 2\pi a_0 p_z)$ と膨脹力 $P_r (= 2\pi a_0 p_r)$ の間に

$$\theta_0 P_z \leq |P_r| \quad (7)$$

ここで θ_0 : 摩擦係数, a_0 : 円筒の肉厚中心までの半径, p_z, p_r : 円筒端面における z 方向, r 方向の線圧力, の関係があれば両者の間は平滑に動くが, 限界の P_z 以上の力で圧着したときには図5のように円筒が変形し, 周波数温度係数に影響を及ぼすことが考えら

れる。ところで端板間圧力は使用条件からいって、できるだけ大きいことが望ましく、限界の圧着力 P_{x0} を求めることにする。

今（円筒の長さ） \gg （端板の厚さ）、（円筒の剛性率） $<$ （端板の剛性率）として端板の変形は考えないとし、さらにその長さ方向を z 軸として、円筒の縁に z 方向および半径方向にそれぞれ p_z, p_r の線圧力が作用したときの縁における半径方向の変位 u の基本関係式を求めると

$$D \left[\frac{\partial^2 u}{\partial z^4} - 2 \frac{1}{a_0^2} \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} \right] = \sigma_z^0 d_0 \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} - \sigma_r^0 \frac{d_0}{a_0} \quad (8)$$

$$\sigma_z^0 = -\frac{p_z}{d_0}, \quad \sigma_r^0 = \nu \sigma_z^0 + \frac{E_q}{a_0} u, \quad D = \frac{d_0^3}{12} E_q$$

ここで σ_z^0, σ_r^0 ：円筒肉厚 d_0 の平均応力， ν ：石英のポアッソン比， D ：曲げ剛性，

で与えられる。これをつぎの4つの境界条件

- (1) 変形は $z=0$ に対して対称である。
- (2) 円周縁 ($z=l_q/2$) で曲げモーメント m_z が0である。
- (3) $z=l_q/2$ での変位は $U_{l_q/2}$ である。
- (4) p_r は円筒を軸に垂直に切断したとき作用している剪断力 q_z に等しい。

および式(7)の関係を用いて解くと、石英端での変位 $U_{l_q/2}$ と半径方向の線圧力 p_r の間には

$$U_{l_q/2} \left[\left\{ \left(\frac{w_1(1-\nu)}{k} + w_2 \right) m_1 m_2 \right\} (n_1^2 + n_2^2) + \left\{ \left(\frac{w_2(1-\nu)}{k} - w_1 \right) n_1 n_2 \right\} (m_2^2 - m_1^2) \right] - p_r \frac{(m_1^2 n_1^2 + m_2^2 n_2^2)}{D/r^2 \cdot k} + |p_r| \frac{r\nu}{E_q \theta_0 d_0} \cdot \left[\left(\frac{w_2}{k} + w_1 \right) n_1 n_2 (m_1^2 + m_2^2) - \left(\frac{w_1}{k} - w_2 \right) m_1 m_2 (n_1^2 - n_2^2) \right] \quad (9)$$

ここで $m_1 \equiv \cosh \left(w_1 \frac{l_q}{2} \right)$, $m_2 \equiv \sinh \left(w_1 \frac{l_q}{2} \right)$,

$$n_1 \equiv \cos \left(w_2 \frac{l_q}{2} \right), \quad n_2 \equiv \sin \left(w_2 \frac{l_q}{2} \right),$$

$$k \equiv \sqrt{\frac{E_q d_0 a_0^2}{D} - 1}, \quad w_1 \equiv \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{\frac{d_0 E_q}{D a_0^2} + \frac{1}{a_0^2}}}$$

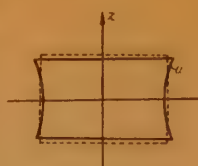


図5 円筒の変形
Fig. 5—The deformation of a cylinder.

$$w_2 \equiv \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{\frac{d_0 E_q}{D a_0^2} + \frac{1}{a_0^2}}}, \quad (p_z \leq 300 \text{ kg/cm}^2 \text{ で } w_1, w_2 \text{ の誤差} \leq 1\%)$$

の関係式が得られる。一方 $U_{l_q/2}$ は近似的に

$$U_{l_q/2} = \alpha_M \cdot a_0 \cdot \Delta T \quad (10)$$

ここで α_M ：端板金属の線膨脹係数， ΔT ：温度変化，とおくことができ、端板の熱膨脹から求められる。したがって $U_{l_q/2}$ による円筒の体積変化を Δv としたとき、共振器自身の周波数温度係数に比べて、この Δv による周波数変化の影響が一桁小さくなるように式(10)の ΔT を選び、これを式(9)に代入すればこれより限界の端板圧着力 P_{x0} を求めることができる。

ところでこの場合も実例として 3.1 と同様不透明石英管を用いた場合について P_{x0} を求めると、

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = 3.6 \text{ cm}, \quad d_0 = 0.5 \text{ cm}, \quad l_q = 4 \text{ cm}, \quad \nu = 0.2, \\ E_q = 5 \times 10^5 \text{ kg/cm}^2, \quad \alpha_M = 1.3 \times 10^{-5}, \quad D = 5.2 \\ \times 10^3 \text{ kg cm}, \quad \theta_0 = 0.3 \text{ (4.2 参照)}, \\ \Delta T = 0.25^\circ \text{C}, \end{array} \right.$$

のときに膨脹時で 7.5 kg，収縮時で 10.3 kg となる。

ここで ΔT であるが、膨脹収縮時の体積変化が極めて小さく摂動論が成立する範囲では、石英端が線膨脹係数の大きい端板の温度変化によって引張りられ図5のように変形したために生ずる空洞の体積変化と、端板中央にポストを挿入したときの空洞の体積化が、同じときにそれぞれが周波数に及ぼす影響が同じであると仮定できるので、空洞共振器の周波数温度係数の1割の周波数変化を与えるような変位を、測定および摂動論を適用して理論的に求め、これから換算して求めたものである。

一方上記のごとき寸法で、 $\theta_0 = 0.3$ の不透明石英管を用いたときの、圧着圧力変化に対する周波数温度特性変化を測定した結果は前報⁽¹⁾ 図5 (B) の通りで、 P_x を 35 kg 程度大きくすれば線膨脹係数で決まる周波数温度係数の7～8倍にもなる部分が観察されているが、 $P_x \approx 10 \sim 25 \text{ kg}$ に対しては測定誤差範囲で平滑な特性を示し、上記検討結果と比較的よく合致した結果が得られた。

つぎに最小端板間圧力はその使用条件によって決まって来るのであるが、一例として震動の全くないところで、円筒部を横にして用いることを考えると、それは自重： M に耐えれば良いわけであるから、端板間圧力として M/θ_0 が下限を決めるものと思われる。たとえば上記実例については $M/\theta_0 = 0.7 \text{ kg}$ となる。

3.3 端板の固定

ところで空洞共振器を実用する場合、輸送あるいは使用時に不慮の衝撃力が加わる場合もあり、そのための対策としては、図6のように膨脹、収縮が許容できるだけの間げき： Δa をあけて端板に凸起あるいは凹みを作り、石英管と端板の相対的移動を避けるような固定方法をとることが望ましい。この範囲での移動が周波数安定度に及ぼす影響の検討を約6600 Mcの H_{011} 波空洞共振器で行なった。銀めっきバフ仕上した端板(イ)の間に鏡面仕上不透明石英管(No. 2)を置いて、結合用スロットの長辺方向に石英管を相対的に移動した場合、幅方向に移動した場合について、周波数変化を測定した結果は図7の通りであって、前者は200 kc/mm、後

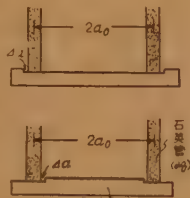


図6 端板の固定法
Fig. 6—The fixing methods of discs.

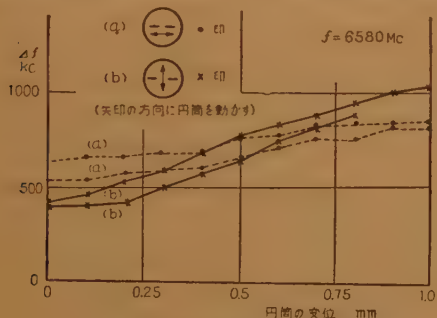


図7 石英管の移動に対する周波数変化
Fig. 7—Deviation of the resonant frequency versus the shift of the quartz.

者は700 kc/mmとなった。この結果から、石英管と端板の相対的移動を避けるために図6のような固定方法をとった場合の間げき Δa は、およそ $(\alpha_M - \alpha_q) a_0 \cdot \Delta T$ で表わせるから、たとえば $\Delta T = 50^\circ\text{C}$ 、 $\alpha_M = 1.9 \times 10^{-5}$ 、 $a_0 = 3.6 \text{ cm}$ のときに $\Delta a \approx 0.032 \text{ mm}$ となる。したがって石英管のこれだけの偏移に対する周波数変化はスロットの長辺方向に石英管を動かしたときに約 $\pm 6.4 \text{ kc}$ 、幅方向に動かしたときに約 $\pm 21 \text{ kc}$ となり、一応このような固定方法が周波数安定度に及ぼす影響は無視することができる。

なお端板の圧着を円筒の真上で行なわない図1(b)の場合の周波数温度特性は前報⁽¹⁾図5(c)に示したように、許容端板間圧力内ではほとんどそのための影響が観察されず、それ以上の圧力のときに端板のひずみが重ね合されるという結果を得た。したがって端板圧着方法としてはどちらの方法でも差しつかえないと思

われる。

4. 円筒端板間の接触面

4.1 汚 れ

接触面の汚れは周波数温度特性に影響を及ぼすことが考えられる。油脂、蛋白質、塵埃等を含んだ汚物が接触面に存在した場合、その厚さを d_I 、線膨脹係数を α_I 、石英管の長さを l_q 、線膨脹係数を α_q とすれば、長さ方向の合成線膨脹係数 α_e は

$$\alpha_e = \alpha_q \left(1 + \frac{2d_I}{l_q} \frac{\alpha_I}{\alpha_q} \right) \quad (11)$$

となり、したがって周波数温度係数は H_{011} 波に対して

$$\frac{1}{f} \frac{df}{dT} = -\alpha_q \left\{ 1 + \left(\frac{1}{1 + (u_{01}/l_q/\pi a)} \right) \frac{2d_I}{l_q} \frac{\alpha_I}{\alpha_q} \right\} \quad (12)$$

ここで a : 石英管の内半径、 $u_{01} = 3.83$

となる。したがって一例として $\alpha_I = 10^{-3}$ (安全係数を見込み油類の線膨脹係数の最大値にとった)、 $\alpha_q = 5 \times 10^{-7}$ 、 $l_q = 3.8 \text{ cm}$ 、 $a = 3.4 \text{ cm}$ の場合に、第2項を0.1以下にするための α_I は 2.5μ 以下となり、汚物の存在は多少影響を及ぼすが普通の洗浄法でこの影響は容易に避けることができる。

4.2 粗 さ

接触面の粗さが粗いときには、端板間圧力変化による周波数変化が大きく思われるために、等価ヤング率が見かけ上小さくなり、したがって許容スプリングの強さの設計に補正を加える必要が生ずる。また粗くて摩擦係数がある程度大きくなると、そのために不規則な周波数温度係数を示し、さらに接触面層の存在のために見かけの周波数温度係数が大きくなったり、端板間圧力の最小限に影響を及ぼしたりする都合上、高安定空洞共振器を設計する上には、適当な接触面を選ぶ必要がある。

最初に石英円筒の等価ヤング率であるが、端板間圧力に対する共振周波数変化の測定結果の一例は図8に示す通りで、熔融石英のヤング率として知られている $5 \times 10^9 \text{ kg W/cm}^2$ に比べて接触面が鏡面のとき約1/10、 3μ 研磨のとき約1/40となる。したがってスプリングの強さ K_s の設計に当たっては、安全度を見込んで式(6)から計算される値の約100倍程度以上にした方がよいと思われる。

つぎに、接触面の粗さに対する摩擦係数の実測値は

図9に示す通りである。種々の摩擦係数で圧力を変えたときの周波数温度特性の実測結果(前報⁽¹⁾)図5および表1参照)から、摩擦係数が0.2~0.3で適当な圧力のときに、ほぼ材料の線膨脹係数に等しい平滑な周波数温度特性を示し、それ以上の摩擦係数のときに不規則な変動をする結果を得ている。

なお、この場合、接触面層が存在しその界面層の組み合いの影響を含めた等価線膨脹係数を長さ方向について検討して置く必要がある。3.1と同様な取扱いで、圧力 P_s が加わったときの見かけの線膨脹係数を計算し実例について検討した結果、この影響は無視できることが判明した。

なお、図8で上下端板間圧力が2kg以下では接触面の摩擦係数が0.3以下であっても、圧力に対する周波数変化が著しく大きくなっていることが観察されるが、これは接触面の影響と思われる、図1の構造を用い

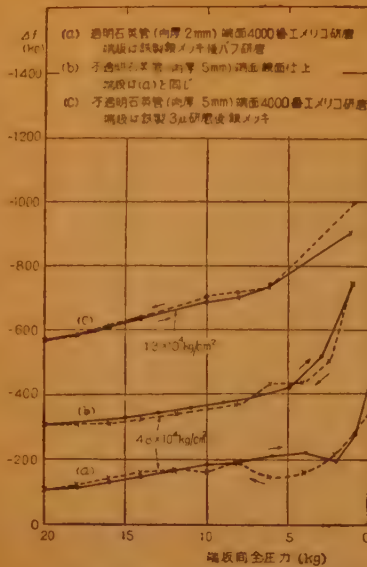


図8 端板間圧力に対する共振周波数の変化
Fig. 8—The resonant frequency change versus the pressure between two end plates.

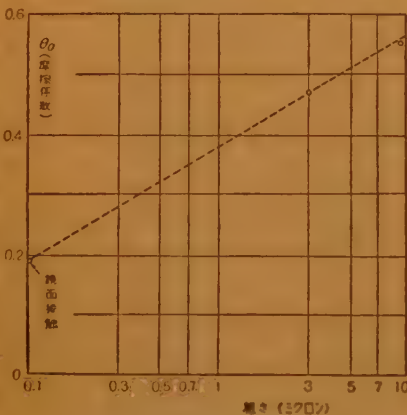


図9 粗さに対する摩擦係数
Fig. 9—Coefficients of friction versus the roughness of contact surfaces.

る場合、最低2kg以上の圧力にしないと不規則な変動を誘起する恐れがあり、最小限界にはこの考慮が必要と思われる。

4.3 面の凹凸

端板および石英円筒接触面の平坦度は、所定の単位面積当たりの端板間圧力に空洞共振器を設計するためにできるだけ平坦にするのがよい。また、これは3.3のような円筒固定法の場合、端板と円筒の間の相対的な移動によって等価共振円筒長に不要な変動をもたらす原因ともなる。一方後者の固定法の問題に対しては平坦度 $\pm 30 \mu$ 程度の端板と 1μ 以下の石英端面を用いた図7の実測よりこの程度では共振周波数に余り不規則な変化は認められない。

5. 縮退モード

H_{011} 波空洞共振器においては、 E_{111} 波が縮退しているため、共振器の Q が低下するばかりでなく、円筒を端板で圧着するような共振器構造の場合は特に接触状態によって E_{111} 波の結合係数が大きく変化し、したがって出力、 Q 、共振周波数等に影響を及ぼし、安全度を甚しく損う恐れがある。この縮退モードの分離に対しては E_{111} 波の E_z 成分が最大になる部分にポリスチロールのポストを付加する方法⁽²⁾が適当であり、実際には図1のように $0.8 \text{ cm } \phi$ で高さ 0.4 cm のポリスチロール片を貼布して縮退波の分離を行ない、その影響を完全に除去した。

6. 膜厚

石英円筒の内面に付着させる金属膜の厚さが厚いときには、この層の線膨脹係数が周波数温度係数に影響を及ぼす場合もある。すなわち膜の厚さおよび線膨脹係数を d_F および α_F 、石英管の内半径および長さを a および l_q 、石英管の線膨脹係数を α_q として、周波数変化率の温度係数を求めると H_{011} 波に対して

$$\frac{1}{f} \frac{df}{dT} = -\alpha_q \left\{ 1 - \frac{(u_{01} l_q / \pi a)^2}{1 + (u_{01} l_q / \pi a)^2} \frac{d_F \alpha_F}{a \alpha_q} \right\} \quad (13)$$

となる。この第2項の影響を第1項に比べて5%以内にするための d_F の値を、実際に用いた $l_q = 4 \text{ cm}$ 、 $a = 3.4 \text{ cm}$ 、 $\alpha_F / \alpha_q = 40$ の空洞共振器の場合に求めてみると、 $d_F = 6 \times 10^{-3} \text{ cm}$ となる。したがって膜として金属蒸着膜を用いる場合は問題ないが、銀焼付膜を用いたり、また石英筒の内面にラッカ等で下塗処理する場合はこの影響を考慮して膜厚を決める必要がある。しかし膜厚の影響は補償の方向であり、余り厚くない

限り問題はない。

7. 負 荷 の 変 動

今までは共振器の構造自体が周波数安定度に及ぼす影響のおもなものについて検討した。ところで空洞共振器自体の安定度の問題からは多少外れるが、実際には種々の形で外部結合回路を接続して用いる場合が多く、これについては付随的事項として検討をする必要がある。一例として筆者が周波数安定度の測定に用いた図 10 の回路構成の場合に、その外部回路の変動が周波数温度係数にいかに関与するかを検討してみることにする。

まず空洞共振器に外部結合回路が接続された場合に、その共振周波数の変化を外部回路の反射係数 $\Gamma = \Gamma e^{j\varphi}$ の変化で表わすと、

$$\Delta f/f_0 = (f - f_0)/f_0 \approx \Gamma \sin \varphi / (1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2) g_0 Q_U \quad (14)$$

ただし g_0 : 共振器の等価コンダクタンス、

Q_U : 無負荷時の Q 、

$\Gamma \sin \varphi / (1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2) g_0 Q_U \leq 0.02$ ならば誤差 $\pm 1\%$

となる (付録参照)。ところで周囲温度、気圧等の変動によって外部回路の回路定数が変動した場合、この変動は外部回路の位相角、反射係数の変動となって現われる。いまこの変動を位相角のみあるいは反射係数のみの変動に分けて考えると、共振周波数変化率に及ぼす影響はそれぞれ

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \left(2 g_0 Q_U \frac{\Delta f}{f_0} \right) = \frac{2(1 + \Gamma^2) \Gamma \cos \varphi + 4\Gamma^2}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)^2} \quad (15)$$

$$\frac{\partial}{\partial \Gamma} \left(2 g_0 Q_U \frac{\Delta f}{f_0} \right) = \frac{2(1 - \Gamma^2) \sin \varphi}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)^2} \quad (16)$$

の式から求められる。 Γ をパラメータにして式 (15) を図示したのが図 11 であり、 φ をパラメータにして式 (16) を図示したのが図 12 である。これより容易に周波数変動を求めることができる。

一例として図 10 の回路で、検波器側 (11' より右)、発振器側 (22' より左) とともに多少反射のある状態のまま、それぞれ約 30° 温度上昇したときの Γ および φ の変化すなわち $\Delta \Gamma$ および $\Delta \varphi$ の周波数特性を測定し

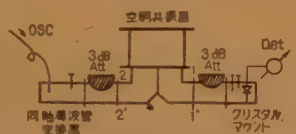


図 10 空洞共振器の外部結合回路
Fig. 10—The coupling cct. of a cavity resonator.

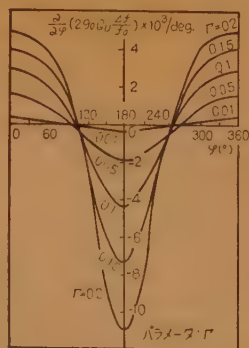


図 11 $\frac{\partial}{\partial \varphi} \left(2 g_0 Q_U \frac{\Delta f}{f_0} \right) \sim \varphi$ 特性
Fig. 11— $\frac{\partial}{\partial \varphi} \left(2 g_0 Q_U \frac{\Delta f}{f_0} \right)$ as the function of φ .

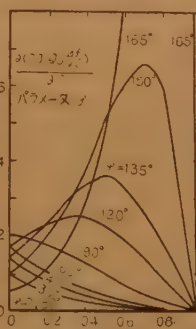


図 12 $\frac{\partial}{\partial \Gamma} \left(2 g_0 Q_U \frac{\Delta f}{f_0} \right) \sim \Gamma$ 特性
Fig. 12— $\frac{\partial}{\partial \Gamma} \left(2 g_0 Q_U \frac{\Delta f}{f_0} \right)$ as the function of Γ .

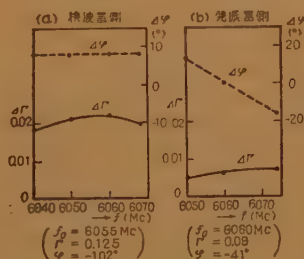


図 13 $\Delta \Gamma$, $\Delta \varphi$ の周波数特性の測定結果

Fig. 13—Measured values of the frequency characteristics of $\Delta \Gamma$ and $\Delta \varphi$.

表 1 温度変化 30°C のときの $\Delta f/f_0$ の一例

	a) 検波器側	b) 発振器側	c) $\Gamma=0.2, \varphi=180^\circ$	d) $\Gamma=0.2, \varphi=120^\circ$
$\Delta \Gamma$	-2.2×10^{-6}	-3×10^{-7}	0	2.35×10^{-6}
$\Delta \varphi$	-3×10^{-7}	$\pm 1.25 \times 10^{-6}$	-5.5×10^{-6}	-7.5×10^{-7}

た結果は図 13 に示す通りである。ここで位相は端板と導波管との境界に基準面をとった場合の値である。以上の実験値を参考にして、 $g_0 = 0.5$, $Q_U = 20,000$ のときに温度変化 30°C に対して $(\Delta f/f_0)$ を上図より求めると、表 1 (a), (b) のようになる。さらに条件が悪い場合を想定し、 $\Delta \Gamma = 0.02$, $\Delta \varphi = 10^\circ$ として、 $\Gamma = 0.2$, $\varphi = 180^\circ$ および $\Gamma = 0.2$, $\varphi = 120^\circ$ の場合を求めると、表 1 (c) (d) のようになる。以上は温度変化に対する数値例であり、 Γ の比較的小さい範囲では外部回路のこの程度の変化の影響は一応無視できるが、負荷によっては必ずしも無視できないから注意が必要があり、この図表より適当な負荷を選ぶことができる。

8. 結 言

以上前報⁽¹⁾に報告した熔融石英円筒を用いた高安定周波数空洞共振器の電気的機械的構造が共振周波数に及ぼす影響について、理論的および実験的に検討した結果を詳述した次第

であるが、これからかかる空洞共振器の設計基準を要約すると、

- (1) 上下端板は加工時の残留ひずみを除去するため焼鈍を行なうこと。
- (2) 端板圧着用ばねは、その強さとして圧着に用いる真鍮棒の伸びが影響を及ぼさない 10^{-3}cm/kg 程度以上の変位を与えるものを選ぶこと。
- (3) 円筒端板間接触面は充分清浄に保つと同時に、両者間の摺動を充分平滑に行なうため、摩擦係数 $\theta_0 = 0.2 \sim 0.3$ のできるだけ平坦な面に仕上げること。
- (4) 端板間圧力は、熱膨脹の際円筒と端板の接触面の摩擦で円筒が変形し、周波数温度係数に影響を及ぼすことが無い範囲で決まる最大圧力と、使用条件から決定される最小圧力の中間にする必要があり、上記摩擦係数のものに対しては約 $1 \sim 2.5 \text{ kg/cm}^2$ が適当である。
- (5) 端板の固定には輸送あるいは使用時の不慮の衝撃を避けるため、端板に図6のごとき凸起あるいは凹みを作り固定することが望ましく、また端板の圧着は円筒の真上で行なっても外側で行なっても制限圧力範囲では差しつかえない。
- (6) H_{011} 波は縮退している E_{111} 波の存在は、安定度に影響を及ぼすので、ポリスチロール棒等で分離すること。
- (7) 石英円筒内面に付着させる金属膜（ラッカ等で下塗処理をする場合はその厚さも含めて）は、周波数温度係数に影響を及ぼさないよう $6 \times 10^{-3}\text{cm}$ 以下の厚さにすること。
- (8) 負荷側の変動を抑制するために、外部結合回路の整合をとること。

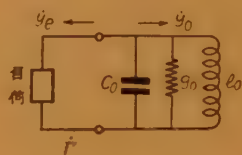
となり、これらの設計基準に基づき試作した共振器では前報⁽¹⁾のように円筒材料の線膨脹係数に等しい周波数安定度のものが得られた。

終りに、本研究に際し終始御懇切な御指導をいただいた柳井教授を始め、種々御援助いただいた本学高周波研究室の諸氏および日本電気株式会社の森田、立沢、海東、高橋の諸氏に感謝の意を表すると共に、当研究室に研修中実験に当たられた加納、中島の両氏に深甚の謝意を表する次第である。なお本研究に関する費用の一部は文部省科学試験研究費の援助によった。

文 献

- (1) 田幸：“高安定周波数空洞共振器”，信学誌，**43**，2，p 138，(昭 35-02)。
- (2) Timoschenko：“捩屈理論”，邦訳，コロナ社，p 195。
- (3) 柳井，河村：“ H_{01} 円筒空洞波長計の不要共振状態の抑制”，昭 29 連大，p 542。

付録 式 (14) の誘導



空洞共振器に外部回路が接続された場合の等価回路を付図のように示すと、基準面からみた空洞共振器のアドミタンスは、

$$y_0 = g_0 + jQ_U g_0 (f/f_0 - f_0/f) \quad (\text{付 1})$$

ただし f_0 ：空洞共振器の共振周波数となり、また基準面からみた外部回路のアドミタンスを反射係数で表わすと、

$$y_0 = g_0 + jb_0 = \frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2} = \frac{1 - \Gamma^2 - j2\Gamma \sin \varphi}{1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2} \quad (\text{付 2})$$

となる。故に全体のアドミタンスの虚数部を0とおいて外部回路が接続された場合の共振周波数 f を求めると、

$$f = \frac{\Gamma \sin \varphi}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)} \frac{f_0}{g_0 Q_U} \pm \sqrt{\left(\frac{\Gamma \sin \varphi}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)} \frac{f_0}{g_0 Q_U} \right)^2 + f_0^2} \quad (\text{付 3})$$

これを共振周波数変化率で表わすと、

$$\begin{aligned} \frac{\Delta f}{f_0} &= \frac{f - f_0}{f_0} = \frac{\Gamma \sin \varphi}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)} \frac{1}{g_0 Q_U} \\ &\pm \sqrt{\left(\frac{\Gamma \sin \varphi}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)} \frac{1}{g_0 Q_U} \right)^2 + 1} - 1 \\ &\approx \frac{\Gamma \sin \varphi}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)} \cdot \frac{1}{g_0 Q_U} \quad (14) \end{aligned}$$

ただし、 $\frac{\Gamma \sin \varphi}{(1 + 2\Gamma \cos \varphi + \Gamma^2)} \cdot \frac{1}{g_0 Q_U} \leq 0.02$ ならば誤差 $\leq 1\%$ となる。

(昭和35年5月13日受付，9月1日再受付)

エサキダイオードを用いた高周波 負性抵抗回路理論

M.E. Hines: "High-frequency Negative-Resistance Circuit Principles for Esaki Diode Application", B.S.T.J. **39**, 3, p 477, (May 1960). 中村親市 [資料番号 4849]

エサキダイオードは他のジャンクションダイオードに比して容量が大きいが負性抵抗が大きく、通常負性時常数は 10^{-9} sec であり、インジウムアンチモンのインターメタリックのものでは $10^{-11} \sim 10^{-12}$ が得られる。しかし回路と負荷の抵抗、ダイオードの容量と負性抵抗の効果を含めて考えるとマイクロ波では非常に小さな大きさを必要とする。もし大きなマイクロ波電力が必要であれば、分布的回路を必要とし、狭いストリップダイオードジャンクション、または小さいスポットダイオードを複合したフィルタタイプを必要とする。この場合回路の設計は不要な共振波形を生じないように注意する必要がある。一般的な回路は図 1 のごとく示され、 R_s と R_n の比が非常に小さいかまたは大きいとき、それとインダクタンスと容量の比が非常に大きいと不安定である。多くのエサキダイオードは負性抵抗が大きいから小さなリードで十分に発振する、故に特別に低いインダクタンスを必要とする。低い VHF 帯では容量を十分に負荷して正弦波の動作をさせることができる。高い周波数における負性抵抗の効果

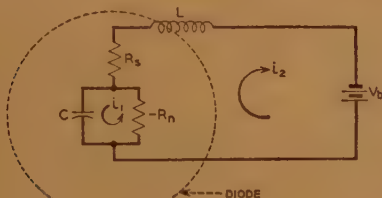


図 1

TD-2 無線中継方式における 無線周波干渉の考察

H.E. Curtis: "Radio Frequency Interference Considerations in the TD-2 Radio Relay System", B.S.T.J. **39**, 2, p 369, (March 1960).

高田正美訳 [資料番号 4850]

Bell System では TD-2, TH, TJ のマイクロ方式が広く実用されあるいは開発中であるが、現在尖鋭な指向性の空中線を使用しているにもかかわらず干渉の問題がある。本文では経験が多く得られている TD-2 について記述しているが、その概念は他の方式にも適用される。

最も重要な干渉は同一区間を伝はんするものと隣接区間を伝はんするものとの 2 つの同一チャネル干渉である。干渉の問題は沢山の方式が集まるところで段々複雑になっている。その代表的な個所はニューヨークで、図 1 に示すように 6 つの並行システムをもつ 5 つのルートが集まっている。

TD-2 方式の同一チャネル干渉雑音は 0 相対レベルの点で C-I (希望波対干渉波比) が約 10 dB 以上のとき図 2 のようになる。(82 dBa は 3 kc 幅で 1 mW の雑音に相当する) 長距離回線 (4000 mile) の雑音は 38 dBa 以下であればよい。このうち RF 干渉によるものとして 24 dBa を割当て、

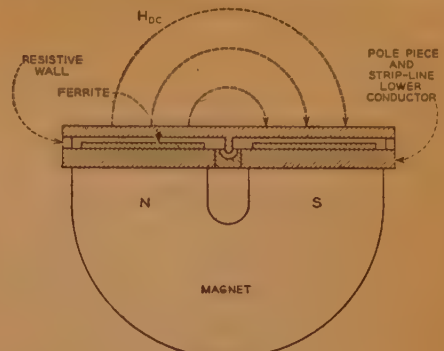


図 2

決めるものとして、 $f_{max} = \frac{1}{2\pi R_n C} \sqrt{\frac{R_s}{R_n}}$ と表わされる。この式の

分母はジャンクションの個性に関係し、構造には無関係である。分子はダイオードマウントの機械的と電氣的設計によって影響される。実際上スポットの方がストリップ形より約 1.6 倍 ($r_d/r_s=0.1$ として) 高い周波数限界を持つことになる。大きな電力容量に使用するものとしてプッシュプル方法と進行波形が考えられる。進行波形としては図 2 のようにアインレータと一緒に設計されたものが実用的である。発振器は狭いラインエサキダイオードを 2 個使用したプッシュプル回路で電流 300 mA、出力数ミリ W が 9000 Mc で得られている。発振の場合の不要波形をさけるためにリング状の空洞でリング直径を適當にすることにより解決することが考えられる。また分布形増幅器の雑音指数は

$$F = 1 + \left(\frac{g_i - 1}{g_i} \right) \left(\frac{R_0^2 + X_0^2}{R_0^2} \right) \left(\frac{T_d}{T_0} \right) \left(\frac{R_0 G_d}{2 \alpha} \right) \cdot \left(\frac{r^2 e I_0}{2 k T_d G_d} + \frac{R_1}{G_d (R_0^2 + X_0^2)} + \frac{G_1}{G_d} \right)$$

の形で表わされる。

(森永委員)

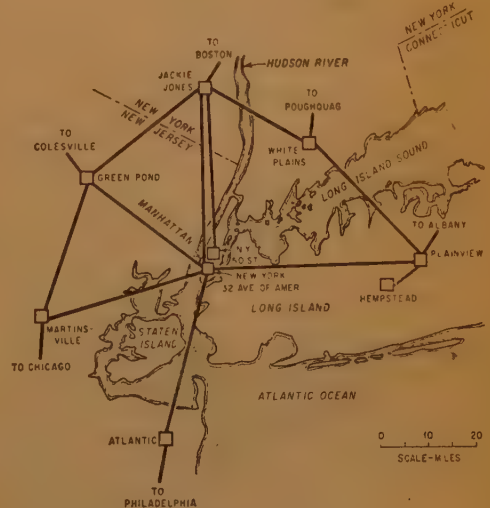


図 1 ニューヨークにおけるマイクロエープ方式

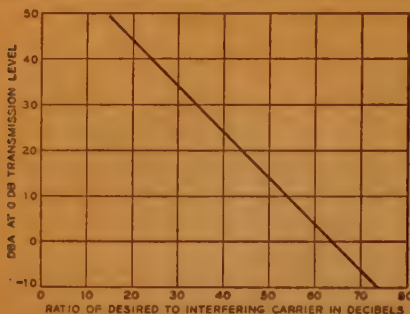


図2 全部電話のとき、TD-2, TH方式における同一チャンネル干渉の電話通路干渉雑音

表1 同一チャンネル干渉に対する2通路間の最小角

Disturbed Antenna Type	Polarization		Minimum Angle (Degrees)
	Disturbing (Transmitting) Antenna	Disturbed (Receiving) Antenna	
Delay lens	V	V	50
	H	V	72
Horn-reflector	V	V	58
	H	H	26
	V	V	10
Parabolic, 8-foot	V	V	144
	H	H	130
	V	V	26
Parabolic, 10-foot	V	V	122
	H	H	110
	V	V	110

* The objective cannot be met at any angle with these conditions.

主回線の干渉に 22 dBa を与える。

個々の干渉を検討するには空中線の指向性を検討する必要がある。ホーンレフレクタ形、遅延レンズ形、パラボラ形の各指向性が本文中に示してあるがそのうちのホーンレフレクタ形を図3に示す。指向性には山や谷があるからこの図の値

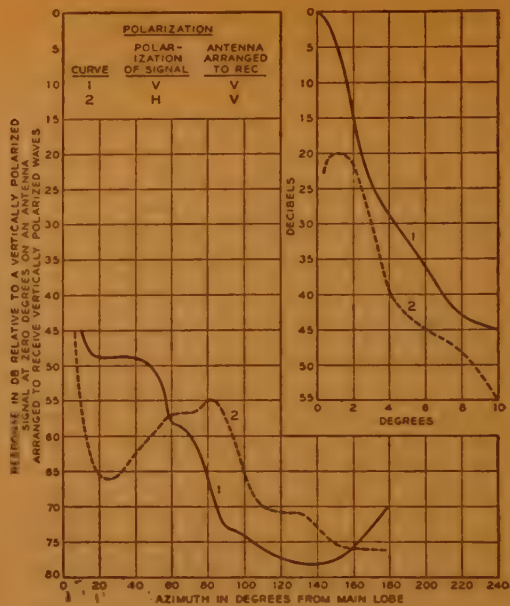


図3 4 kMc におけるホーンレフレクタ空中線の水平面の平滑化した指向性

でそのまま計算したものより 6 dB だけ干渉が少なくてよい (ただし搬送周波数のずれは数 10 kc 以内)。140 中継ではおもな干渉は 280 あるから一つの干渉には (+22 dBa - 10 log 280 + 6) dBa を許せる。このようにして放射状回線のなす角の最少値を求めて、同一チャンネルに対するもの、スロットチャンネルに対するものを表に示した。同一チャンネルの表を表1に示す。

(森永委員)

対流圏散乱伝ぱんを利用する無線中継の経済的な設計

C. A. Parry: "Optimum Design Consideration for Radio Relays Utilizing the Tropospheric Scatter Mode of Propagation", Comm. & Electronics, 47, p71, 80, (March 1960).
大谷津透訳 [資料番号 4851]

世界各地で散乱波による回線の作成が要求されて来たので経済的な設計法について述べている。帯域が切られることによる非直線雑音が解析の基本となる。信号対雑音比はトラヒックの量と雑音帯域の関数で示される。データはトラフィックの占有度会話の量サービスのグレードおよび最繁時の時間パーセントの関係を示している。一般に最適の信号対雑音比とトラヒックの負荷率は実用化されていて、これらの表現より最適設計上の最少の最適送信電力は知れる。設計上の信頼度(伝ぱん)は年間を通じての瞬時フェージングの確率分布の 99.9% で行なうべきである。最少電力は設計の能率として導かれこれは通路路数の差異やサービス信頼度等の比較の上で経済的な面も考慮して論ぜられる。また安定化方式により送信電力の減少法も二、三述べられている。新しい方式の一つはトラヒックの量に応じて帯域を制限する方法がある。

その他にも考えられている。なお本文に述べているものは FM 中継で周波数分割の ch 構成のものについての検討である。回線の基本的な検討の出発点は通信帯域内の信号対雑音比で総合の雑音は非直線によるものと熱雑音との和である。ここで問題になるものは周波数偏移を最適に選ぶことである。偏移を増すと多重路伝ぱんによる非直線ひずみの増加が実質的な雑音として表われて来るので CCIR でも各通路の偏移は定めている。非直線ひずみで帯域に関係するものは二つあり第一は側帯波エネルギーの切られることであり、第二は位相の非直線でありこれらに対する種々の設計法を示す。つぎに多重回線の平均電力については二、三の研究者のカーブを比較しているがどれも指数関数的な関係で特に差異はない。通路路は CCIF の周波数割当は 4 kc 幅で最低周波数は 12 kc である。12 kc 以下はサービス ch として特種なものに使用し全スペクトルをばいりに利用されている。CCIF のグループおよびスーパーグループの配列も示している。最適帯域と変調度の関係では計算図表を示しここで注意を引くことは最適偏移は一般に用いられる ch 当たりの偏移より大きいことである。そして経済的な変調度の関係式を示している。結論として多重通信方式の解析で帯域を切られることによる非直線雑音は計算できる。信号対雑音比はトラヒックポリウムと雑音帯域の関数で計算により最少の帯域標準を導けば、これを行なはないものに比較して大きな信号対雑音比と低い送信電力が得られる。

(森永委員)

ガウス形ろ波器の設計法

M. Dishal: "Gaussian Response Filter Design", *El. Comm.* **36**, 1, p 3, (1959). 宮川洋訳
[資料番号 4852]

$$\begin{aligned} |V_p/V| &= \exp(X/X_p)^2 \\ &= \exp[0.3466(X/X_{dB})^2] \end{aligned} \quad (1)$$

なる特性のろ波器をガウス形ろ波器という。ここで X は低域ろ波器では W と一致する。この特性のろ波器は有限個の素子では完全には近似できない。(1)を展開すると、

$$\left| \frac{V_p}{V} \right|^2 = 1 + 2 \left(\frac{X}{X_p} \right)^2 + \frac{2^2}{2!} \left(\frac{X}{X_p} \right)^4 + \frac{2^4}{3!} \left(\frac{X}{X_p} \right)^6 + \dots \quad (2)$$

となるが、 n 個の素子を用いると、最初の $n+1$ 項が等しくなるようなろ波器を構成できる。

図 1 は n と近似の度合を示したもので、この論文では $n=9$ までのろ波器について、伝達関数の極の位置を求め、設計の資料としている。さらにスタガろ波器、一樣損失ろ波器、抵抗終端ろ波器、などでこのガウス形ろ波器を具体的に設計するための数表を与え、また実験によりろ波器の過渡特

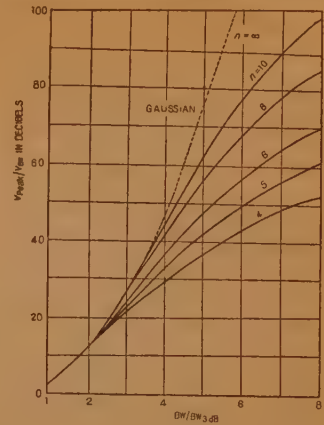


図 1 n 次ろ波器によるガウス形ろ波器の近似について

性と次数との間の関係を検討している。(宮川元委員)

長距離無線電信用 SSB または ISB 方式

W. Lyons: "Considerations in SSB and ISB Systems for Long-Distance Radiotelegraph Communications", *Comm. and Electronics*, **46**, p 921, (Jan. 1960). 高羽頑雄訳 [資料番号 4853]

本文は長距離固定無線電信においてトラフィック量が多い場合に、通常の FS 電信を高速化する代わりに、多数の音声副搬送波で FS を行ない、多重化された信号を SSB 変調する方が有利であることを述べ、考察を加えたものである。

短点長が 10 ms 以下の高速電信では多重経路伝ばんによる遅延ひずみが大きく、多くの高調波成分を送る必要があるが、この方式によれば符号は並列に伝送され、これを避け得る。また、5 単位印刷電信符号を通常の無線電信系で用いら

れる 4 M3S 符号に変換する等の誤訂正用の装置も簡単化でき、データ伝送等に独自の符号を用いる場合にも便利である。

SSB 方式を採用する場合、多重信号に対する送信増幅器の過負荷が最も問題となり、多重度を増して（たとえば 6 以上）過負荷の影響を無視し得る程度にその発生割合を押える。また副搬送波の周波数推移は小さく取る方が、遅延ひずみの M, S 符号に与える影響が等しく、都合が良い。

時分割各 2 通話路を 120 c/s 間隔の副搬送波 23 にのせ、音声通話路 1 回線で印刷電信 46 回線を得る系を考え、部分的な実験を短期間行なったが、従来の系より誤字率等において著しい改善を示している。

この方式は装置の複雑化等に伴う問題は残るが、トラフィック容量を増し、所要帯域幅を狭める上に有効で、海外中継回線等には望ましいものとなろう。(宮川元委員)

音声スイッチ方式拡声電話機の設計に関する基礎的考察

A. Busala: "Fundamental Considerations in the Design of a Voice-Switched Speakerphone", *B.S.T.J.* **39**, 2, p 265, (March 1960).

三浦宏康訳 [資料番号 4854]

図 1 に示すごとく、横軸に拡声器の端子電圧（もしくは入力線路電圧）をとり、縦軸にマイクロホンの端子電圧をとると、この平面上に拡声電話機の定常並びに過渡状態における動作条件を示す Hybrid Sidetone Line と Acoustic Coupling Line がひかれ、また送話より受話への切替線および受話より送話への切替線がひかれる。著者はこの Switching Diagram を用いて音声スイッチ方式の拡声電話機の動作特性を検討し、その回路設計の資料を与えた。

さて定常状態においては、鳴音、送話ブロッキング、受話ブロッキングが問題となるが、この Switching Diagram 上で、この現象を防止するために Hybrid Sidetone Line および Acoustic Coupling Line と切替線との関係ならびに 2 つの切替線の間の Hysteresis の意義を論じ、切替線の形

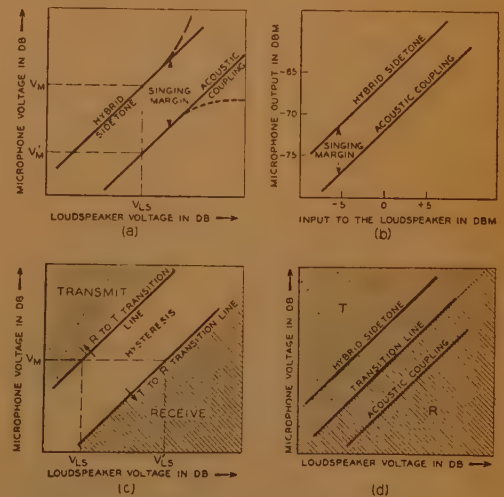


図 1

状としては低レベルの方の先端が水平に曲っている方が望ましいこと、およびそれを実現する手段につき論じた。さらに音声スイッチ方式の制御回路を4つの形に分類し各回路を上記手段を用いて検討し、ブロッキングを防止するためにはどこを改善すべきかを述べ、最後に過渡条件の場合の Switching Diagram を検討して、送話受話の build up および

decay time および attack, release time が Hybrid Sidetone および Acoustic Coupling Line をいかに変形させるかにつき論じた。その結果、 $B_T = B_R$, $D_T = D_R$ および reverberation time $R_V = D_R$ であることが望ましいと結論している。

(富田委員)

立体および準立体音再生

J.P.A. Lochner. & W. de V. Keet: "Stereo-
phonic and Quasi-Stereophonic Reproduc-
tion", J.A.S.A. 32, 3, p 393, (Feb. 1960).

二階堂誠也訳 [資料番号 4855]

立体再生が単一チャンネル再生よりすぐれているのは、つぎの2つの性質をもっている点にもとづくと考えられる。第一は音源がそれぞれの方向に分離してきこえること、第二は音源に奥行きと "presence" が感じられることであり、とくに第二の点が、立体再生の品質を特徴づけるもっとも重要な要素であろうと思われる。

立体再生では音源からの直接音が両耳に到達する時間差と振幅差によって定位の印象が生ずることは知られており、奥行きや "presence" の印象も同じ原因にもとづくという考え方もある。しかし、立体再生でも聴取位置によっては音源

の定位はかならずしも明瞭でないが、その場合も音源がスピーカの背後の広い空間に存在しているような実在感を伴うことは認められる。著者は上の2つの性質が別の原因にもとづくと考え、第2の性質を "ambience" と名づけた。音の分離が直接音の時間差と振幅差にもとづくのに対し、"ambience" は、残響音およびエコーの波形が両チャンネルで異なることによって、間接音による二次的なピークにも時間差、振幅差が生ずることにもとづくと考えられる。

この考えによれば、単一チャンネルの録音を分岐して一方は第一のスピーカから直接に出し、他方は、他のスタジオでいったん再生したものを収音して時間おくれと波形の変化を与えたのち第二のスピーカに出せば、"ambience" の効果が得られることが期待される。この "quasi-stereo" 再生の条件をいろいろに変え、真の立体再生の聴感上で比較した結果、再生条件と聴取位置によっては、立体再生と同様な "ambience" の効果が得られることがわかった。(吉田(順)委員)

強磁性と圧電性を同時に有する新物質

J.P. Remeika: "GaFeO₃: A Ferromagnetic-
Piezoelectric Compound", J.A. Phys. 31,
p 263 S, (May 1960).

P.H. Fang and R.S. Roth: "Ferroelectric and
Ferrimagnetic Properties of (Ba_{1-x} R_x)
(Nb_{1-x} Fe_{1+x}) O₃₀", p 278 S. 黒田鎮次訳 [資料
番号 4856]

強磁性でありかつ圧電性を示す新物質が2種類同時に発表されている。GaFeO₃ (Ba_{1-x} R_x) (Nb_{1-x} Fe_{1+x}) O₃₀ である。ここで R はイオン半径の大きな稀元素イオン Nd³⁺, Sm³⁺, Eu³⁺, Gb³⁺ などを表わす。

(1) Ga_(1-x) Fe_x O₃: Ga₂O₃ + Fe₂O₃ から単結晶がつくられた。Ga³⁺ と Fe³⁺ の割合を変えて強磁性キュリー点を室温と 77°K の間に選ぶことができる。これらはすべて圧電性を有する。結晶構造は orthorhombic で、たとえば格子常数はある場合に $a=8.77 \text{ \AA}$, $b=9.44 \text{ \AA}$, $c=5.08 \text{ \AA}$ であっ

た。圧電常数は $d_{11}=14.5 \times 10^{-8} \text{ esu}$, $d_{12}=6.8 \times 10^{-8} \text{ esu}$ が得られている。強誘電性はないらしい。ヒステリシスループは 77°K でも観測することができなかった。

単結晶だけでなく焼結体もしらべた。X線回折写真の結果、Ga_{1-x}Fe_xO₃ と Ga_{2-x}Fe_{1+x}O₃ の間では orthorhombic だが、その外側では free な Fe₂O₃, free な Ga₂O₃ が存在することが判った。

(2) (Ba_{1-x}R_x)(Nb_{1-x}Fe_{1+x})O₃₀: 今まで行なっていた強誘電体の延長で見たかった新物質である。結晶構造は tungsten bronze structure. ヒステリシスループと piezoelectric resonance の存在から強誘電性がたしかめられ、他方フェリ磁性は残留磁化があるので明らかである。Nd³⁺ イオンの場合には室温以下で、Sm³⁺, Eu³⁺, Gd³⁺ の場合には室温以上で強磁性と強誘電性が共存する。しかし La³⁺ の場合には 77°K まで両方とも存在しない。透磁率と透電率の分散は共に 20 Mc 近辺で生ずる。強誘電性の抗電場は温度によって非常に変わり、かつ温度履歴がある。抗磁力は約 1000 エルステッドであった。(三宅委員)

記憶素子用磁性薄膜

T. R. Long: "Electrodeposited Memory
Elements for a Nondestructive Memory",
J.A. Phys. suppl. to 31, 5, p 123 S, (1960).

五味勇二訳 [資料番号 4857]

円周方向に強い磁気異方性をもつ円筒状磁性材料は軸方向の磁界によって可逆的に磁化が回転するため非破壊記憶素子として使用することができるが極めてよい一様性 (1%) と再現性を得ることが必要である。このため下地として陰極には 5 mil の銅線を用い、磁場中電着によって厚さ約 1.2 μ のパーマロイ膜を作っている。この程度の厚さでは試料の特性が下地の表面状態、ひずみなどに著しく影響されるため洗濯、

鈍しに注意することはもちろん磁わいが零の組成 (Ni 81%, Fe 19%) を得るため電解条件を決定している。一例として電流密度 40 amp/dm², 液温 150°F pH=4.0 でよく攪拌したときこの条件は満たされる。また液に対する安定剤、長い線に連続的に電着する方法についても述べている。試料の B-H loop を CTR によって測定し磁化容易方向と困難方向の保磁力の差から異方性 energy を決定している。30, Oe の磁場中で電着したものは $H_c=1.7$, $(H_k/H_c)=3.9$ であり、無磁場のときの電着では $(H_k/H_c)=1.00$, 角形比は 0.99 であった。出力信号は長さ 250 mil で、50 mV, その逆転時間は 0.5 μs であり一様性は 3% で再現性は満足すべきものであった。

W. Dietrich and W.F. Proebster: "Millimicro-

second Magnetization Reversal in Thin Magnetic Films", ibid. p 281 S.

単軸異方性をもつパーマロイの蒸着薄膜の磁化逆転時間は強磁性共鳴の実験から $1\text{ m}\mu\text{s}$ 程度であることが予知されている。このように速い立上がり時間をもつ試料の細かい逆転過程を調べるため $0.35\text{ m}\mu\text{s}$ の立上がり時間をもつ pulse sampling oscilloscope を用い、出力信号が $1.0\text{ m}\mu\text{s}$ もの短い立上がり時間を測定している。同軸 cable に蓄えた charge を同軸水銀スイッチにより 50 cps の周期で strip line によって試料に加え、縦方向および横方向の磁束変化を pickup し出力パルスの波形と時間から磁化逆転の過程を調べている。種々の大きさの H_k をもつ厚さ 700 から 3000 \AA までの試料につきパルス磁界を磁化容易方向に与え、bias 磁界を困難方向に加え縦方向の磁束変化をみるとパルス磁界の増加とともに可逆的な磁化回転に基づく短いパルスにつづいて磁壁移動による長いパルスが観測された。得られた逆転時

間とパルス磁界との関係が直線であると考えればその傾斜は $10^5/\text{Oe sec}$ であった。横方向の磁束変化の観測によって若干の振動とその減衰がみられ、これから得た減衰係数と強磁性共鳴から得たものとは一致していた。

J.S. Eggenberger: "Influence of Near by Conductors on Thin Film Switching", ibid. p 287 S.

平面状薄膜を記憶素子に使う場合、駆動、読取等の導線がその近くを走っているのが普通である。これらの導線は渦流損失やシールド効果によって素子の逆転時間やその波形に大きな影響を及ぼす。ここでは便宜的に試料は平坦な角形とし、これに平行および直交した二つの導線が重ねられているとして各々の効果を近似的に計算し磁化回転を起こすに必要な磁界の増し分、駆動磁界の遅れを見積って、弧立した試料とは異なった逆転時間を持つことを述べている。これによって現在考えられているような導線では早い立上がり時間を利用することはできないと結論している。(三宅委員)

Mn-Al 系の新永久磁石材料

A.J.J. Koch, P.Hokkeling, M.G.V.D. Steeg, and K.J.DE Vos: "New Material for Permanent Magneto on a Base of Mn and Al", J.A Phys. 31, p 75 S, (May 1960). 青柳恵三訳 [資料番号 4858]

Mn が $40\sim 100\%$ の範囲の MnAl 系を研究して、 $\text{Mn}_{1.11}\text{Al}_{0.89}$ の組成で 1150°C において 1 時間加熱均質化した後 $825^\circ\text{C}\sim 600^\circ\text{C}$ の温度範囲を 30°C/sec の割合で冷却すると準安定な強磁性相 (τ 相) が得られることを見出した。この τ 相は X 線回折により正方晶構造を有し、その格子定数は $a=2.77\text{ \AA}$, $c=3.57\text{ \AA}$ であり、Mn 原子は 000 (A 位置) $\frac{1}{2}\frac{1}{2}\frac{1}{2}$ (B 位置) の格子位置を占め易く、中性子線回折により Mn 原子の磁気能率は C 軸に平行でしかも A 位置および B 位置の Mn 原子のそれらは互いに反平行に配列して

いることがわかった。この τ 相の磁気的性質は: Curie 点 $= 380^\circ\text{C}$, 異方性常数 $= 10^7\text{ erg/c.c}$ 磁化の飽和値 $\sigma_\infty = 96\text{ erg/Oe gr}$, $4\pi Is = 6200\text{ G}$ である。以上のように異方性が大きいことから塊状物質を粉末にするとその抗磁力 H_c ($= 500\sim 1000\text{ oe}$) の増加が期待されるが実際に乳鉢で粉末にしたところその粒子の直径が $200\sim 300\mu$ のもので H_c が 2600 Oe になることがわかった。つぎに粒子直径 $170\sim 200\mu$ のものを数時間ボールミルにかけたところ H_c は粒子の大きさによらずほぼ一定で 4100 Oe によった。このことから H_c と粒子の大きさとの間には緊密な関係はなくむしろ H_c は粉末の作り方に関係する、すなわち H_c の増加は粉末にしたことによるのではなく、むしろ物質の変形により起こるものであると推定し、鋳造せる棒を形に入れてたいて (swaging) 変形したところ抗磁力は増大し、棒軸に平行な優越方向をもつ永久磁石材料を得た。その磁気特性は: $Br=4280\text{ G}$, $H_c=4600\text{ Oe}$, $BH_c=2750\text{ Oe}$ $BH_{\text{max}}=3.5\times 10^6\text{ G Oe}$ である。(三宅委員)

低雑音電子ビーム増幅器

J. Labus: "Rauscharmer Elektronenstrahlen Verstärker", A.E.U., 14, 2, p 49, (Feb. 1960). 樋口政明訳 [資料番号 4859]

電子ビームの横方向変位と四重極電界との相互作用でパラメトリック増幅を行なう Adler Tube が最近広帯域低雑音増幅器として注目を浴びているが、波長が短いところで使うためには二つの欠点がある。第一は波長が短くなると回路の長さが極めて短くなることであり、第二は信号周波数が大よそサイクロトロン周波数と等しいことが必要なためサイクロトロン周波数したがって磁界が極度に大きなものになることである。この論文で提案する方法は各回路をいずれも低速波回路を用いることによって第一の欠点を除き、また円偏波を用いることによって信号周波数とサイクロトロン周波数が等しくない場合でも増幅の条件が成りたつようにしたものである。

入力結合器は図 1 のようなもので円形導波管に時間的空間的に $\pi/2$ ずれた二つの波を供給して円偏波 TE_{11} 波を励振し、これが適当な遅波回路上を軸方向に進行するもので、軸方向に直流磁界がかかっている。この内部に入射された電子ビーム上の速いサイクロトロン波と回路波の位相速度が一致

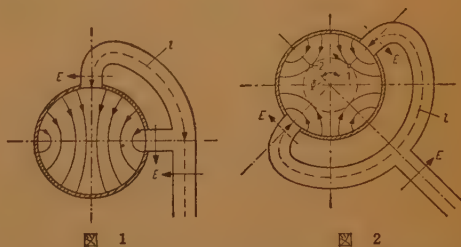


図 1

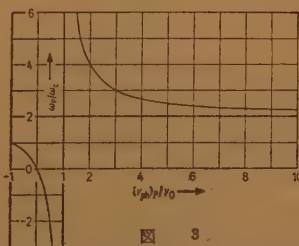


図 3

すると、電子は円すい面上をサイクロトロン周波数で回転しつつだんだん軸から遠ざかる。このときの遅波率は $\{1 - (\omega c / \omega_0)\} \cdot c / v_0$ で与えられる。

増幅回路は図 2 のようなもので円形導波管を 2 点で励振して回転

する TE_{11} 波を生ぜしめ、これを適当な遅波回路に沿って位相速度 $(v_{ph})_p$ で進行させる。電子がこのポンピング入力

の電界で常に加速されるための条件は相対論的考慮を加えると、

$$\omega_p/\omega_0 = 2\sqrt{1-\beta^2}/[1-v_0/(v_{ph})_p]$$

となり、この関係は図3であらわされる。普通のパラメトリック増幅の条件は $(v_{ph})_p = \infty$ で $\omega_p = 2\omega_0$ のところであるが、この場合は $(v_{ph})_p/v_0 < \infty$ にとると $\omega_p > 2\omega_0$ となる。したがって同一ポンピング周波数に対して ω_0 したがって磁界を小にできる。一例としては

$$f = 20,000 \text{ Mc}, f_p = 2,000 \text{ Mc}, B = 720 \text{ Gauss},$$

$$c/v_{ph} = c/1.11 v_0, (v_{ph})_p/v_0 = 3,$$

$$f_p = 3 f_0 = 6,000 \text{ Mc}$$

となる。これによって信号周波数より低いポンピング周波数での増幅が可能である。出力の取出しは入力結合器と同一の遅波率を有する出力結合器を用いればよく、また遅波率の異なる回路を用いれば周波数変換器としても使用できる。

(小山委員)

5~6 ミリ波帯の 1/2 ワット出力をもつ連続波進行波管

H.L. McDowell, W.E. Danielson and E.D. Reed: "A Half-Watt CW Travelling-Wave Amplifier for 5~6 Millimeter Band", I.R.E. 48, 3, p 321, (March 1960). 末松安晴訳 [資料番号 4860]

この論文はミリ波帯で広帯域に動作する線形の出力用進行波管の試作結果について述べたものである。この管を試作するに当たってはつぎの点が問題であった。(1) 線回路の適当な冷却方法、(2) 電子ビームの形成とビーム集束の維持方法、(3) 線回路損失の減少方法、そして(4) 電子銃、線と集束磁界の軸を一直線上に並べること。

さて、線は高周波損失および回路に衝突する電子流によって加熱される。そのための対策として図1のように線にくさび形のステアタイト棒またはサファイア棒の先端に溶着し、この棒を銅ブロックに圧着する構造によって冷却している。この方法は冷却効率が良いと、誘電体による損失が少なくすむ利点をもっている。図2には、同一消費電力に対する普通の方法とこの冷却方法の場合との、線温度上昇の比較が示してある。またこの方法では、増幅器としての ka を 0.4 くらいまでは増大させることができるとしている。

ビームの集束用磁界を最小にするために、電子の熱速度の効果をさけて陰極面を磁気しゃへいし、磁界の均一度は 1500 ガウス $\pm 0.1\%$ である。電子効率は高電圧動作と回路損失のために 1.4% 程度と予想されたが、この値はコレクタ電圧を下げることによっていくらか向上できるであろう。組立精度には極めて高度の注意がはらわれ、一直線配置の精度は 4 インチの長さで 1/2 ミル以下になっている。

この管を電圧 7000 V、電流 3 mA、周波数 50~60 kMc 帯で動作させたときの出力は 0.5 ワット (連続波) で、利得は 30 dB 以上であった。

最後に、スケリング法によって推定すると、150 kMc で



図 1

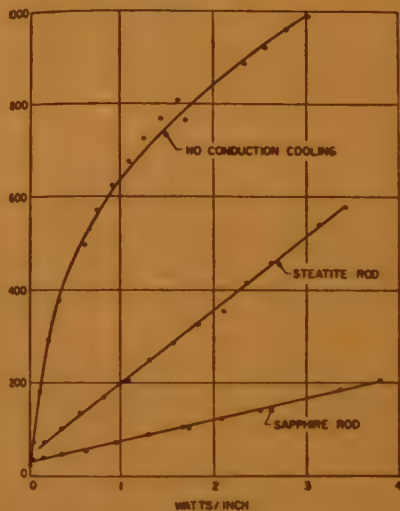


図 2

も 100 mW 程度、X バンドでは 200 ワットの連続波出力が本文の方法で実現できることが述べてある。(この管については、本誌の本年 8 月号のニュース欄にも載せられている)

(末松委員)

横電界形低速波回路中の線状電子ビーム上の波動

A.E. Siegman: "Waves on a Filamentary Electron Beam in a Transverse-Field Slow-Wave Circuit", J.A. Phys., 31, 1, p 17, (Jan. 1960). 樋口政明訳 [資料番号 4861]

太さが零とみなし得る細い電子ビームが、軸方向集束磁界の作用のもとに、横方向電界しか存在しない低速波回路中を進行する場合について、電子ビーム上の波動と、これと回路波との相互作用について解析を行なったものである。この動機となったのはアドラ管の広帯域結合器設計の問題と思われる

が、重要なのは目標そのものよりも Pierce 流の伝ばん方程式と結合モード理論によって、この波動とその相互作用の本質を明らかにする過程そのものであろう。

波動に関係する各量を全て正および負の円偏波の合成波と考え、普通の進行波管同様電子方程式と回路方程式をたて 2 式から伝ばん方程式を求める。この根は一般に四つあり、回路がないとき、表 1 で示される電子ビーム上の四つの波に対応する。特別な場合として直線偏波のときは同期波が消え、また正 (負) の円偏波のときは速い (おそい) サイクロトロン波が消えて三つの波が残る。適当な変換を行なうと進行波管の伝ばん方程式と同一の式が得られる。このことは結合モード形式の表示によれば一層明白である。また結合モード表示からビーム上の波は回路波の成分波とのみ結合し、相互には

表 1

Wave	Symbol	Free β	Energy	Polarization
Fast cyclotron	A_2	$\beta_0 - \beta_c$	+	-
Synchronous	A_4	β_0	-	-
Synchronous	A_2	β_0	+	+
Slow cyclotron	A_1	$\beta_0 + \beta_c$	-	+

結合がなく、また回路波は全てのビーム波と結合することがわかる。また電子流の電力保存則から、このような形の相互作用では、横方向電界と横方向速度の間の相互作用より、中心軸上を離れると不可避的に存在する縦方向電界と縦方向電子速度の相互作用の方が大きく、したがって電子ビーム上の波

のエネルギー供給源は横方向の電子の運動エネルギーよりむしろ縦方向の電子の直流速度の変化分であることが明らかにされた。

最後にアドラ管のごとく横電界形のパラメトリック増幅器では、回路と速い波とでエネルギー授受を行なういわゆる“fast wave coupler”が必要であるが、広帯域性をもたせるため負の円偏波を有する低速波回路と本論文の速いサイクロトロン波を用いる可能性について述べてある。この理論的な取扱いは普通の進行波管のいわゆる“Kompfner dip problem”と形式的には全く同一であることを示し、したがって設計に当っては Kompfner dip 用の図表類がそのまま使用し得ることが明らかにされた。(小山委員)

UHF 帯電力増幅用クライストロンに対する理論的考察

C. Zlotykamin : “Etude Théorique des Klystrons amplificateurs de puissance destinés a la bande UHF”, Londe Elect. **15**, 395, (Feb. 1960). p 103.

電力増幅用クライストロンの製造上の諸問題

R. Champéix : “Aspects Technologiques et pratiques de la construction de Klystrons amplificateurs de puissance”, p 139, 仁尾浩一訳 [資料番号 4862]

この二つの論文は、クライストロンの増幅動作に対する理論的考察と、この考察をもとにして作られたクライストロンの、製造上の諸問題に関する報告である。

C. Zlotykamin の論文では、電圧利得とビーム電圧 V_0 との関係、広帯域、狭帯域の二つの場合について考察している。広帯域増幅の場合の一段当たりの電圧利得は、 $V_0^{3/4}$ に比例することを示し、狭帯域増幅の場合は、出力段以外の増幅段では、電圧利得は $1/V_0^{3/4}$ に比例するとして、ビーム電圧と総利得の関係を求めている。(表 1)。つぎに、結合係数 β について考察し、細い電子ビームを使用すればよい結果がえられることを述べている。最後に、集束形ビアース電子銃の設計方法と、集束のための磁気しゃへいの設計問題と

にふれている。

R. Champeix の論文では、クライストロンの技術上の一般的な問題や、陰極、電子銃等の各部電極の諸問題、およびガラスと金属の接合や、排気等の製造上の問題点について述べている。この論文に紹介されているクライストロンは、三および四空洞のガラス絶縁体を用いた外部空洞形クライストロンで、空洞壁を共有する特殊な構造を有している(図 1)。これら 2 種類のクライストロンの出力は

Nombre d'étages	Nombre de cavités	Gain total en tension
1	2	$V_0^{3/4}$
2	3	$\left(\frac{1}{V_0^{3/4}}\right) V_0^{3/4} = V_0^{1/2}$
3	4	$\left(\frac{1}{V_0^{3/4}}\right)^2 V_0^{3/4} = \frac{1}{V_0^{1/4}}$
4	5	$\left(\frac{1}{V_0^{3/4}}\right)^3 V_0^{3/4} = \frac{1}{V_0}$

1~2 kW であるが、将来、セラミック絶縁体を用いて出力 4~15 kW に増大することを目的としている。

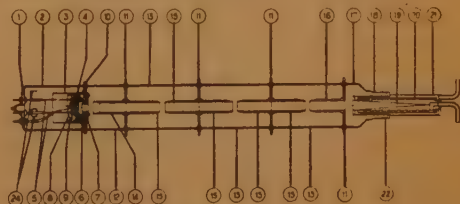


図 1

(末松委員)

ヨーロッパ製低周波トランジスタの寿命の比較測定

Von J.S. Vogel, Max J.O. Strutt : “Durchführung und Diskussion von Lebensdauer-Vergleichsmessungen an europäischen NF-Transistortypen verschiedenen Fabrikates”, A.E.Ü. **14**, 3, p 121, (March 1960). 垂井康夫訳 [資料番号 4863]

この論文は、ヨーロッパの各社で製造した低周波トランジスタの寿命を比較測定したものである。

試料は小電力低周波用ゲルマニウムトランジスタで、その h_{21e} は 40~120 の値を有し、OC 71 とほぼ等価のものである。

測定量は、コレクタシャ断電流 I_{CBO} 、直流電流増幅率 α_{FE} 、

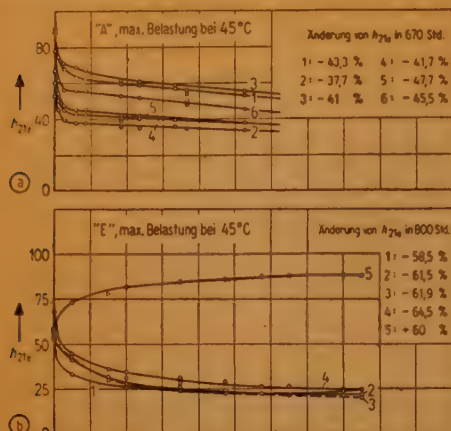
交流電流増幅率 h_{21e} 、入力インピーダンス h_{11e} 、エミッタシャ断電流 I_{CEO} 、コレクタ容量 C_{bc} 、 I_e 一定となるエミッタ電圧 U_{EB} の 7 つである。

測定量の時間的変化、およびいわゆる 48 時間効果についても検討しており、48 時間よりずっと以前に大きい変化は終わり、また 48 時間で完全に変化が終らないことから、48 時間効果に疑問をはさんでいる。

h_{21} 変化の一例が図 1 に示される ④~⑥ は各種トランジスタの比較で、④ は h_{21e} と α_{FE} の変化を比較したものである。④ および ⑤ は 45°C で最大消費を与えたものであり、⑥ は 75°C における放置試験である。

おもなる結論はつぎのごときものである。

- (1) 変化は最初の 150 時間において甚だしい。
- (2) α_{FE} と h_{21e} のパーセント変化は同じである。
- (3) C_{bc} および U_{EB} は動作試験および放置試験において変化しなかった。



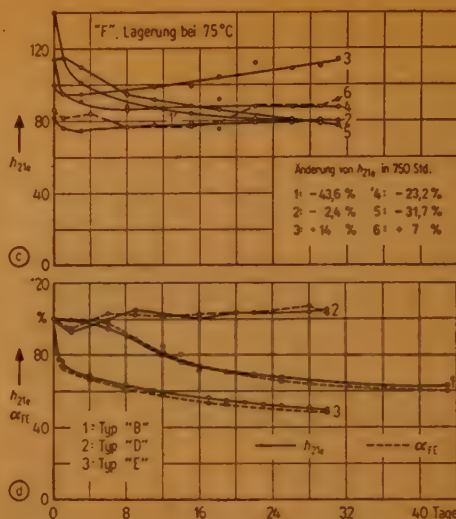
(4) 25°C 1000 時間の放置試験ではパラメータの変化は認められなかった。

(5) h_{21e} のパーセント変化は初期値に依存しない。

(6) h_{21e} と I_{CBO} の変化には妥当な関係を見出すことができなかった。一方、 h_{11e} と h_{21e} の変化は

$$h_{11e} = R_{bb'} + \frac{kT}{eI_E} h_{21e}$$

なる関係で表わされる。



(7) I_{CEO} は他のパラメータ とつぎの 関係を保って変化することが確認された。

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha_{FE}} = I_{CBO}(1 + \alpha_{FE}) = I_{CBO}\alpha_{FE}$$

(菊池元委員)

トラッピングを考慮した半導体における電流キャリアの輸送および光電導の理論

W. Van Rousbroeck: "Theory of Current-Carrier Transport and Photoconductivity in Semiconductors with Trapping", B.S.T.J. 39, 3, p 515, (May 1960). 阿部寛記 [資料番号 4864]

拡散、ドリフト、再結合、トラッピングを考慮した基本の微分方程式を導き、定常状態においてトラッピングが再結合と輸送過程に及ぼす効果を示すかを検討する。この微分方程式は境界が存在するときにも拡張される。一般的な両極キャリアの式を導き、トラッピングを種々の関連において調べ、定常状態における拡散距離とライフタイム関数を出し、また P.E.M. 効果の解析も行なう。質量作用の方程式から、

有効捕獲周波数と放出周波数を定義し、これによって少数キャリアのトラッピング、再結合および多数キャリアのトラッピングの領域に対する定量的なクライテリアがみちびかれる。光電導の過渡減衰については、線形な少信号の場合には、decay は exponential mode の和として与えられることが示され、また一般的な場合には nonlinear 微分方程式の支配をうけることが示される。negative photoconductivity, すなわち光注入によって電導度が平衡値よりも減少する効果は、本質的トラッピングからの少数キャリアの励起が他の中心と再結合することから起こるものであることが説明される。不連続な multi trapping levels に対する解析が行なわれ、Hornbeck と Haynes の理論との比較、deep level の性質についても言及する。最後にパルスの形として注入されたキャリアの輸送の解析があり、トラッピングによって "reverse drift" の現象とキャリアの局所的なデブリーション領域が存在しうることについて論ぜられる。(阿部委員)

日本のエレクトロニクス

F. Leary: "Electronics in Japan", electronics. 33, 22, p 54, (May 27, 1960). 阿部寛記 [資料番号 4865]

日本の電子工業を約 50 page にわたり詳細にとりあげたユニークな報告であり、(1) 日本電子工業の土台、(2) 生産、実用化の現状、(3) 研究分野について、(4) 市場および輸出についての 4 部分から構成されている。ここでは (3) に特に強調されている研究体制について紹介する。まず日本の電子工業界を代表するような大きな会社は外国の有名会社と契約を結んでおり、自らの力で生み出す以上の仕事を行なっている。これらの大会社は、有力大学から工科学学生を多数採用するが、かれらは、この契約をうのみにする仕事にほとんどあ

てがわれている。技術的指導というものは、常にその本質的な基礎を明らかにするものでない。その結果、日本の電子工業はしばしば表皮的で深い本質に立脚していない。また日本における電子工業の各研究プロジェクトは、他のプロジェクトと関係なしに進んでおり、発展する知識も工業全体の基礎とはならず孤立した研究者により各々独立した成果がランダムに表われる。しかし、研究の関連した分野における共同活動を可能にする商業的、文化的、精神的条件は若干ではあるが存在しているのである。若く、しかも多くの可能性をもつ技術者の創造性を大いに生かすため、古い職人気質をとり去らなければならない。政策も電子工業の分野を広く関連の上で発展させようとする点にかけており、これがプロジェクトをますますせまい領域にとどめめることを促進しているようである。以上の諸点について実例をあげて検討を

加えており、外から専門的な目でみた日本電子工業といった

点で多くの示唆に富む報告である。

(阿部委員)

硫化カドミウム Field Effect Photo Transistor

R.R. Bockemuehl: "Cadmium Sulfide Field Effect Photo Transistor", I.R.E. 48, 5, p 875, (May 1960). 飯島茂記 [資料番号 4866]

昇華再結晶法で作った硫化カドミウムの板状の単結晶を 3 mm×3 mm の正方形に切り出し (厚さはできたままを使う。0.15~0.5 mm の範囲内にある) 図 1 のように各電極をつけ field effect transistor の形にする。整流性をもつゲート電極は銅を百分の数ミクロンの厚さに蒸着し、空気中で 400°C、10 分間熱処理することにより作る。蒸着膜は半透明になるように十分薄くする。オーム性のソースとドレイン電極はインジウムをメッキして作る。硫化カドミウムのような光伝導性のある物質でこのようなデバイスを作ったときには、ゲートからの空間電荷層の広がり各電極にかける電圧の他に光のあて方によっても変わって来る。したがって単にドーパされた半導体における普通の場合に比べてパラメータが一つ増えてそれだけ複雑になる。図 1 のような結線のときの典型的なドレインの電流電圧特性を図 2 に示す。これは 200 フィートキャンドルの白熱電球の光をあてた場合で、パラメータはゲート電圧である。同様な 200 フィートキャンドルの光をあてたときのいろいろな定数はつぎのようである。

ピンチオフ電流 (ゲート電圧=0): 200 μ A

(空間電荷にせばめられて電流が一定になるときの電流)

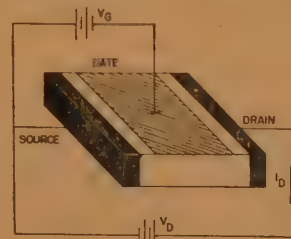


図 1

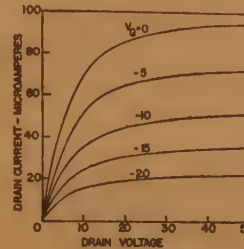


図 2

ピンチオフ電圧
: 30 V
(同上のときの電圧)
相互コンダクタンス
: 20 μ S
短絡電流利得
: 400
開放電圧利得
: 1000
出力インピーダンス
(抵抗)
: 50 M Ω
入力インピーダンス
: 20~100 M Ω

光に感ずるという普通の field effect transistor にはない独特の性質のために、たとえば光の強さで振幅の変わる発振器、利得の変わる増幅器等が応用として考えられる。

(阿部委員)

接合形トランジスタの最高安定コレクタ電圧

R.A. Schmeltzer: "Maximum Stable Collector Voltage for Junction Transistors", I.R.E. 48, 3, p 332, (March 1960). 垂井忠明記 [資料番号 4867]

トランジスタに印加し得るコレクタ電圧の最高値 (V_{cm}) は、素子の温度上昇、コレクタにおける電流増倍作用、エミッタベース回路の外部抵抗によって変わる。

Thermal Runaway のみを考慮した場合の V_{cm} は

$$V_{cm} = V_{s1} e^{-\phi P} \quad (1)$$

ここで $V_{s1} = 1/s\phi S_f \cdot I_{s0} e^{\phi(T_s - T_0)}$

s : 熱抵抗係数, $\phi = qE_g/kT^2$: 飽和電流の温度変化係数, P : 熱損失, T_s : heat sink の温度, I_{s0} : 基準温度 T_0 におけるコレクタ飽和電流, S_f : intrinsic transistor より外のをぞいたときの安定係数で $\tau_{bb'}$ 等を含む。

一方コレクタ電流増倍作用による不安定点は

$$V_{cm} = V_{AM\beta} = V_{bi}/(S_f)^{1/n_{s=0}} \quad (2)$$

となるが、これはコレクタ電流増倍係数 M の表示に経験式 $M = 1/(1 - (V_c/V_b)^n)$

V_b : 電子なだれ破壊電圧 $n=3.0$ $Gepnp$;

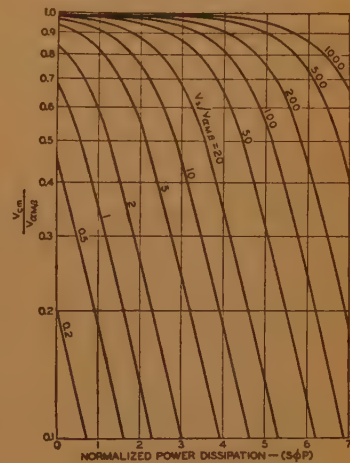
$n=4.6 \sim 6.6$ $Gepnp$;

を用いて求めたものである。

さて、実際には両方の効果が相乗的に働いて安定にかけ得るコレクタ電圧は相当に低下する。すなわち

$$V_{cm} = [1 - (V_{cm}/V_{AM\beta})^n] V_{s1} e^{-\phi P} \quad (3)$$

より V_{cm} を解けばよいが、 $n=3$ の計算例を図に示す。実験と計算はよく一致している。著者の示すパワートランジスタの



$n=3$ の場合のコレクタ安定電圧低下曲線

例, $S_f=30$, $s=1.7^\circ\text{C}/\text{W}$ $n=3.0$ $P=13.5\text{ W}$ $I_{s0}=50\text{ }\mu\text{A}$, $T_s=45^\circ\text{C}$ $T_0=25^\circ\text{C}$ では式 (1)(2) とも 54 ボルトとなり、45 ボルトと言うコレクタ電圧は充分余裕ありと見なせるが、式 (3) の与える電圧は 37 ボルトであり、45 ボルトでは Run-away がおこってしまう。

最近トランジスタを高圧高損失で用いることが多いが、このような場合は本論文の指摘するようなコレクタ安定電圧の低下に留意して設計を行なうべきである。(垂井委員)

* R.F. Shea: I.R.E. 40, 11, p 1435, (Nov. 1952).

多方面に利用し得る機構部品、 単一振動片形共振継電器

W. Rauch und A. Ueberschuss: "Das Ein-
zungen-Resonanzrelais, ein vielseitig verwend-
bares Bauelement", ETZ-A 81, 8, p 300, (Apr.
1960). 赤塚通訳 [資料番号 4868]

周波数 1000 c/s 以下の選択受信には高 Q の機械振動系を
持つ共振継電器が、電気フィルタに優っている。

1 巻線 1 磁石で数個の振動系を持つものは磁気回路の影響
により共振周波数 (f_0) が特に変化するので調整が困難とな
り、また従来発表された音叉形、薄共振片形のものも調整に
難点がある。これより図 1 のごとき単一振動片形のもの
がよい。全長 $17 \times 22 \times 8.1$ mm、ハーメチックシールされ 6 ピンの
ソケットを持つ。磁気回路は電信用有極継電器のごとく、永
久磁石を持つブリッジ回路である。系全体は非磁性の箱 12 中
に組込まれ外筐 6 よりベネ 13 で浮かされている。系全体の固
有振動数は振動系の f_0 に比し非常に低いので外部振動 30
c/s 加速度 4g 程度まで影響が少ない。 f_0 の選択は振動片
の長さの調節による。信号周波数は通常等間隔に配置される
ので高い周波数の継電器ほど高 Q である必要があるが、本
例では制動片 14 と振動片 3 との間隔を調整し Q を変えて、
全周波数帯域にわたり図 2 のごとき選択特性を得ている。 f_0/Q
は約 1.1 c/s である。

接触率 α により図 2 のごとくに共振周波数が変化する。通
常感度を失わず安定性、寿命を得るために α は約 10% を選
ぶ。本例では $\alpha=5\%$ で 0.5 A, 3 W、を開閉できる。

他に f_0 の変動要因としては温度、老化によるものがある。
温度の影響はおもに振動片であるので、材料としてヤング率
の温度係数の少ないものを選ぶ。また温度により動作空け
長が変化すると感動電流が異なるので、留意する必要がある。
本例では $-20^\circ\text{C} \sim 60^\circ\text{C}$ で $f_0=500$ において、 $\ln I/I_0$
が 0.7 N_p 、老化による f_0 の変化 0.2% を考えれば充分であ
る。なお本器の応用例につき種々考察している。

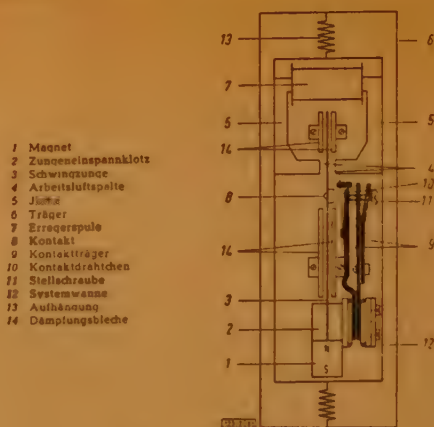


図 1 共振継電器の構造

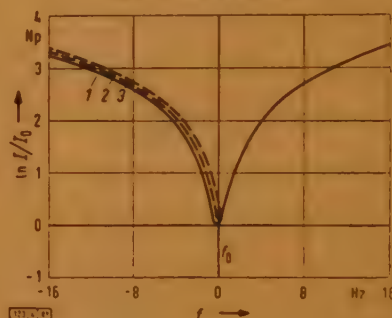
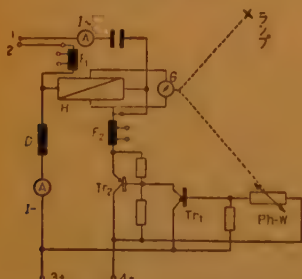


図 2 感動特性

(富田委員)

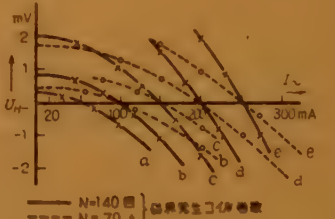
ホールジェネレータを用いた 実効値計および電力計

G. Rehm: "Selbsttätige elektronische Effek-
tivwert und Wirkleistungs-Messumformer mit
Hall-Generatoren", A.T.M. 290, s 61, (März
1960). 東口実訳 [資料番号 4869]



D: チュークコイル, F_1, F_2 : 磁束発生コイル
C: 可動線形検流計
H: ホールジェネレータ, Tr: トランジスタ
Ph-w: 光可変抵抗

図 1 交流実効値計の一例



a: $I=50$ mA b: $I=100$ mA c: $I=150$ mA
d: $I=200$ mA e: $I=250$ mA

図 2 同一特性のホールジェネレータを用いた場合の
直流実効値出力と交流実効値出力 (ホール電圧)
との差 (S & H, JC 24).

ホール効果を利用した素子 (ホールジェネレータ) を樹算
回路に用いて交流、直流の実効値または電力を比較測定する
回路例をあげている。素子を 2 個用いたのではその間に特性
の不一致があるので 1 個だけで図 1 に示すように自動平衡形
として構成している。ここでホールジェネレータに流れる電
流を電圧に比例するようにとれば電力計が構成される。図 2
に示す特性のホールジェネレータ (S & H, JC 24) を用い
て通常の検流計を使ったときに図 1 の回路の測定誤差は 20
cps \sim 2 kc/s で 0.2 \sim 0.5% であった。さらに図 1 と同じ方

法で構成した、ある与えられた直流値と一致する実効値の交流電流の発生回路、および独立な直流と交流との比較回路に

ついて述べている。

(東口委員)

トンネルダイオードのバイアス方法

R.P. Murray: "Biasing Methods for Tunnel Diodes", electronics, 33, 23, p 82, (June 3, 1960). 渡辺宅治訳 [資料番号 4870]

この論文はトンネルダイオードをスイッチと増幅器または発振器として用いる場合、バイアスと回路インピーダンスの決め方について述べたものである。

まずスイッチとして用いる場合、図 1 (A) のようにバイアス抵抗 R_s をトンネルダイオードのダイナトロン特性より得られる最小負性抵抗 r の絶対値より大きく選ぶと、同図 (B) のように負荷直線がダイナトロン特性と 3 点で交わるから、双安定回路となる。また図 2 (A) のように $|r|$ より大きな抵抗 R をダイオードと直列につなぐと、この合成素子の電圧、電流特性は同図 (B) のようになるから、 R_s と電源電圧 V_s を適当に選べば単安定回路にも双安定回路にもなる。

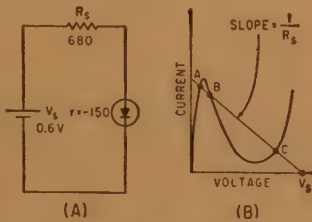


図 1

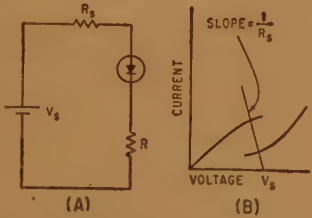


図 2

第二に、トンネルダイオードを増幅器または発振器として用いる場合には、スイッチ作用を防ぐよう図 3 (A)(B) のように $R_s < |r|$ に選べ、適当な V_s を与えて負性抵抗部分に動作点を与えればよい。実例として図 3 (A) の回路は図 4 になるから、これを発振器として用いるときにつなごうる外部抵抗は 140Ω より小さい。また増幅器として用いるときは、負荷抵

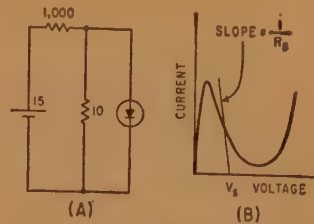


図 3

抗を含めて 140Ω 以上の抵抗を接続しないと発振する。後者の場合なおかつ負性抵抗部分にバイアスするためには、前者より調整がクリティカルである。この考察は図 5 にしめすようなリアクタンス分を無視できる低周波でダイオードが動作するとき成立するが、高周波では負性抵抗のなくなるし、断周波数 $f_c = [1/(2\pi|r|C)]^{1/2} [(1/r) - 1]^{1/2}$ および、インダクタンスと容量でできる自己共振周波数 $f_r = [1/(2\pi|r|C)]^{1/2} [(r^2/L) - 1]^{1/2}$ を考慮しなくてはならない。すなわち R_s は動作点を負性抵抗部分にバイアスするために、 $|r|$ より小さくしなければならない上、増幅器として用いる場合発振を防ぐために、図 5 で発振可能な周波数で生じる高周波負性抵抗の絶対値より大きくしなければならない。それには f_r を高くして f_c に近づけ、 R_s より高周波負性抵抗の絶対値が小さくなるようにすればよい。

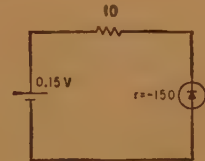


図 4

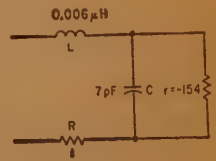


図 5

この外ダイオードのダイナトロン特性を直視できる回路を挙げ、回路常数が不適当な場合ダイオードの電圧、電流特性が、発振、あるいはスイッチ作用を伴ったときのオシログラフ図形を掲げてある。

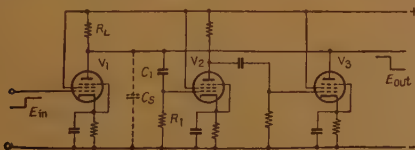
(森永委員)

新考案になるパルス増幅器の設計

J.F. Golding: "Novel Approach to Pulse Amplifier Design", electronics, 33, 19, p 64, (May 6, 1960). 吉田裕一訳 [資料番号 4871]

ここに述べるパルス増幅器は、負荷容量に流れる電流を付属増幅器で供給して、特性の改善をした直線パルス増幅器である。

基本的な回路を図に示す。 V_1 は主増幅器、 V_2, V_3 は付属増幅器で、 V_3 は負荷容量に流れる電流の検出増幅器、 V_2 は



基本回路

その電流を供給するための増幅器である。なお V_3 は B 級増幅器になっている。付属増幅器の設計条件は、 V_2 と V_3 の総合相互コンダクタンスを A とすると、

$$A = (C_1 + C_2)/C_1 R_1$$

となる。また負荷容量への充電電流の瞬時値を i_c 、出力パルスの立上がり実効定数を T 、出力パルスの振幅を V とすると

$$i_c = (C_1 V/T) e^{-t/T}$$

となって V_2 の最大出力電流が定められる。つぎに V_2 の入力に対する応答速度は、立上がりが早くなると問題となるが付属増幅器の増幅立上がり時間が、出力パルスの立上がり時間の $1/10$ 程度ならば問題ない。安定性に関しては、 t なる時間における出力電圧の瞬時値が、

$$\frac{v}{V} = 1 - \left[1 + \left(\frac{C_1 R_L}{C_1 R_1} - 1 \right) \frac{t}{C_1 R_L} \right] \exp \left[-t/(C_1 R_1 C_2 R_2)^{1/2} \right]$$

なる式で与えられるよりも小さければ安定である。

なお、図の回路は正のステップに対してのみ完全な動作をするもので、完全なパルス増幅器としては、さらに負のステ

ップに対して動作する付属増幅器を付加している。

(宮川元委員)

マイクロ波演算回路

F. Leary: "Microwave Computer Circuits", electronics, 32, 47, p 77, (Nov. 20, 1959).

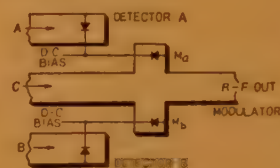
大越孝敬訳 [資料番号 4872]

最近話題になっているマイクロ波演算回路の種々の形式を、最近の米国でのシンポジウムにおける RCA, BTL, GE, IBM, Sperry Rand, Illinois 大学等の報告をもとにして平易に解説した論文である。

今後数年ないし 10 年の計算機開発の方向としては、クライオトロンを用いたものと、マイクロ波演算回路を用いたものが有望であろう。そして後者の方法では、情報を正負二様の位相で表わす方法が实际的である。

ここで述べられている回路もその方法によるものでまずマイクロ波ハイブリッド・リングを用いた NOT 回路・AND 回路・定相出力 HALF-ADDER が述べられている。つぎに EXCLUSIVE OR, AND, OR 回路に共用できる便利な回路として図に示すものが指摘されている。図中、十字

の導波管はマジック T を表わしており、たとえば入力 C が常に存在すれば、右端の出力は入力 A, B に対する EXCLUSIVE OR を与える。



論文の後半は低い周波数においてはすでにパラメトロンとして実用されている PCO (phase-locked oscillator) の解説にあてられている。論理回路素子として PLO を用いるときには立上がり時間が重要であるが、 $f=4,000$ Mc において立上がり時間 8 サイクル (すなわち 2 μ ps) 程度にはできる。

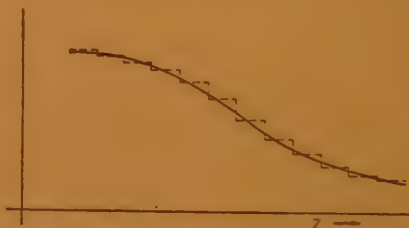
マイクロ波演算回路に用いる増幅管としては、広帯域性の点から進行波管が最も有望であろう。しかし進行波管は遅延時間がかかり長いので、なにか新しい演算原理を考えることも必要と思われる。

(猪瀬元委員)

非直線伝送線にそったパラメトリック増幅

R. Landauer: "Parametric Amplification Along Nonlinear Transmission Lines", J.A. Phys 31, 3, p 479, (March 1960). 中村親市訳 [資料番号 4873]

Ferroelectric crystal は自然の極性の無くなる温度で強い非直線容量を示す。このような材料の分布した伝送線による増幅は Suhl や Cullen によって論じられているが、小信号容量の解析であり増幅される信号は常数項と無ひずみ伝送正弦波の項からなるとされている。これはパンプ信号が波形を変えない進行波であれば正しいがわれわれの作った小信号とパンプ信号を一本の線で伝送する場合には伝送するにしたがってパンプ信号のひずみが増加している。通常のパラメトリックアンプは同調回路を持っているから不要の周波数を非直線リアクタンスの前後で少なくできるが、dispersion less 伝送線ではすべての周波数を通るから問題である。前進する電圧を図 1 の実線と考える。これは点線で示した関数で近似できる。この不連続な範囲は微分容量 $c(V)$ に近似できる。すなわち各段の速度は $u(V) = 1/[L_c(V)]^{1/2}$ で動くことになり、微分容量の小さな値と一緒に波の部分は早く移動



する。最後には前端の立上りがった形となり伝送式の取あつかいに shock wave の取あつかいが必要になる。 $\omega_p/2\pi$ で動作の変化する伝送線において、小さな信号が伝送するかぎりでは直線であり、入力の小さい charge q の存在は出力まで保たれ、反射はないとすると出力は、

$$q_{out}(t) = \sum_n q_n e^{i(\omega + n\omega_p)t} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i(\omega + n\omega_p)\tau} f_n(\tau) d\tau$$

となり $\omega + n\omega_p$ の高調波を含むことになる。この場合に $\omega - m\omega_p = -\omega$ ともなりうる。すなわち $\omega = m\omega_p/2$ なる条件で信号とパンプの位相が適当であると増幅する。正のパルスが (パンプ周期に比して短いような) パンプ信号に加わると増幅する。しかし位相の合わない部分もあるので実際に問題になる程の大きさはならない。(森永委員)

伝ばん定数の摂動による結合インピーダンスの測定

P.R. McIsaac, C.C. Wang: "Interaction Impedance Measurements by Propagation Constant Perturbation", I.R.E. 48, 5, p 904, (May 1960).

末松安晴訳 [資料番号 4874]

この論文は円筒状または周期状の棒を導波管の軸に平行に挿入したとき、損失のある非可逆周期導波管の複素伝ばん定数に起こる摂動について論じている。この理論が進行波管の設計に必要な導波管の結合インピーダンスと電磁界分布とを

実験的に決めるのに応用され、そのための近似式が示してある。結合インピーダンスを与える摂動式は (1) 無損失の可逆円筒回路、(2) 損失のある非可逆円筒回路、(3) 損失のある非可逆周期回路について計算され、その適用限界について述べられている。

任意の断面をもつ導波管が、伝ばんの方向 Z に周期 L の周期的形状をしているとする。この導波管に平行に一樣の断面または Z 方向に L の周期のある棒を挿入すると、電磁界分布が乱され、その電界を式 (1) のように表わす。

$$E_f(x, y, z, t) = \sum_n [E_{0n}(x, y) + E_{1n}(x, y)] e^{i(\omega t - (\Gamma_0 + \Gamma_1 + 2\pi n/L)z)} \quad (1)$$

ここに E_{0n}, E_{1n} は元の電界と乱れた電界成分, Γ_0 は元の伝ば定数で, $\Gamma_0 + \Gamma_1 = \alpha_0 + \alpha_1 + j\beta_0 + j\beta_1$ は乱された伝ば定数である。乱れた部分は小さいものとし、磁界も同様に考えて、マクスウェルの式から Γ_1 と電磁界との一般関係式をえている。

例としてこれを損失のある非可逆周期導波管に適用した結果について紹介する。この場合は誘磁率 μ をテンソルと考える。 Z_n を第 n 空間調波の結合インピーダンスとし、周期状の棒の形、または材質が適当になっていて分極だけが強調されているとすると、 Z_n は

$$Z_n \approx \frac{4\beta_1}{\omega \delta A \beta_n \epsilon_0 \left[\left(\frac{x_e}{1 + N_e x_e} \right) + \left(\frac{x_e}{1 + N_e x_e} \right)^* \right]} \quad (2)$$

ここに δA は棒の断面積, x_e は棒の有効分極率, N_e は有効減分極係数で棒の形から静電的に計算される値, $\beta_n = \beta_0 + 2\pi n/L$, * は共やく複素量を表わす。したがって伝ば定数の乱れ β_1 が測定されれば Z_n が定まる。

式 (2) の結果は棒の位置で第 n 空間調波の電界成分が他の成分に比べて十分に大きいとした場合であるが、他の空間調波成分が無視できない場合にはつぎのようにする。すなわち、理論的に β_1 は各電界成分により表わされるから、棒を移動させて β_1 を測定し、これをフーリエ分解すれば各電界成分が知られるので、この値から Z_n が求められる。

(末松委員)

導波管内の散乱に対する等価回路素子の (変分法による) 上, 下界. I—理論 II—誘電体 obstacle への応用

L. Spruch and R. Bartram: "Bounds on the Elements of the Equivalent Network for Scattering in Waveguides. I. Theory, II. Application to Dielectric Obstacles", J.A. Phys. **31**, 5, p 905 & p 913, (May 1960). 飯口真一訳 [資料番号 4875]

量子理論における中心ポテンシャルによる粒子散乱の問題に関して、加藤敏夫氏によって考案された変分法の一方を導波管内の obstacle による散乱の問題に応用した論文である。加藤氏の方法は、上記の散乱の問題において、与えられた角運動量に対する部分波の位相推移量を η とし、 θ をパラメータとすると、 $\cos(\eta - \theta)$ の上界および下界を与えるものである。この方法は、その問題が、互いに結合しない定在波に分けられ、その各々の定在波が 1 つの実数の位相推移量によって規定されるようなものには応用可能である。

変分法は散乱の問題の解決には大いに貢献したけれど、その変分表示は一般に上界をも下界をも与えないと言う欠陥があった。従来、導波管内の散乱に関して、1 つのスカラ・ポテンシャルから導くことのできる問題に対しては、その変分表示が、上界または下界を与えることが示されているが、真に三次元の場合には、その限界を与える方法はなかったのである。

この論文は、加藤氏の方法を応用して、真に三次元の場合にも、その限界を与え得ることを示したものである。電界はつぎの方程式をみたす。

$$\nabla \times E = -\nabla \times \nabla \times E + (\omega^2/c^2 + W)E = 0$$

ここに、 $W = \omega^2(\epsilon - 1)/c^2$

導波管内の $z \rightarrow +\infty$ に対する解は、

$$E_{\theta_0}(r) = e(x, y) [-\sin(kz + \theta) + \cot(\eta_0 - \theta) \cos(kz + \theta)]$$

$$E_{\theta_0}(r) = e(x, y) [\cos(kz + \theta) + \cot(\eta_0 - \theta) \sin(kz + \theta)]$$

これは、上記の定在波で η_0, θ_0 はそれぞれの位相推移量であり、 $e(x, y)$ は基底姿態関数である。

これらより、変分形式として、次式を得る。

$$k \cot(\eta - \theta) = k \cot(\eta_0 - \theta) - \frac{1}{2} \int u_{\theta_1} \cdot \mathcal{L} u_{\theta_1} d\tau + \frac{1}{2} \int w_{\theta} \cdot \mathcal{L} w_{\theta} d\tau \quad (1)$$

ここに

$$u_{\theta_1} = \{f[e(x, y) \times a_x]^2 d\sigma\}^{-1/2} E_{\theta_1}$$

$$w_{\theta} = u_{\theta_1} - u_{\theta}$$

u_{θ} は、正しい電界 (正規化) であり、 u_{θ_1} は試験関数である。 w_{θ} はそれらの差である。故に試験関数が正しい電界にかなり近ければ、(1) の右辺第 3 項は、その誤差の二次の微小量となり、かなり良い $\cos(\eta - \theta)$ の値が得られることになる。

つぎに、誤差の限界を求めるために、

$$\mathcal{L} \phi(r) + \mu p(r) \phi(r) = 0 \quad (2)$$

なる方程式を用い、計算すると、

$$-\frac{1}{2} \alpha_{\theta}^{-1} \int (\mathcal{L} u_{\theta_1})^2 p^{-1} d\tau \leq \frac{1}{2} \int w_{\theta} \cdot \mathcal{L} w_{\theta} d\tau \leq \frac{1}{2} \beta_{\theta}^{-1} \int (\mathcal{L} u_{\theta_1})^2 p^{-1} d\tau$$

が得られる。ここに α_{θ} は (2) の最小の正の固有値であり、 $-\beta_{\theta}$ はその絶対値が最小である負の固有値である。この u_{θ_1} が、正確な関数 u_{θ} の良い近似関数ならば、 $(\mathcal{L} u_{\theta_1})^2$ は二次の微小量である故、 $\alpha_{\theta}, \beta_{\theta}$ に余りよくない下界を代入しても、誤差の項 $\frac{1}{2} \int w_{\theta} \cdot \mathcal{L} w_{\theta} d\tau$ に対して精密な限界を与え、それ故、 $\cos(\eta - \theta)$ に対して精密な限界を与える。

応用としては、導波管内の等方等質の誘電体の obstacle による散乱の問題を考えた。obstacle の形は、直方体および、その軸がそれぞれ x, y, z に平行な円筒である。

試験関数としては、管軸方向の長さが、上記の obstacle の管軸方向の最大長と等しく、そして導波管の導体境界にまで広がっている等方等質の誘電体の slab に対する正確な解を用いた。そのような簡単な試験関数を用いた結果でも、位相推移の上界と下界の数値は極めて接近していることを示している。

(森永委員)

大容量通信方式

W.N. Harlow: "Übermittlungssysteme hoher Kapazität", Bull. Suisse Electriciens. **51**, 5, p 205, (Marz 1960). 貝塚博訳 [資料番号 4876]

数千の電話チャネルまたは二、三のテレビ信号の同時伝送が可能である現在の伝送方式およびその将来について概説した。現用伝送方式としては同軸ケーブル方式とマイクロ方式があるが導波管伝送方式はまだ実験的段階にある。変換多重方式として、(1) 周波数分割方式と、(2) 時分割方式の 2 種

があるが現在ほとんど前者が使用されている。現在の同軸ケーブル方式は 2700 ch または 1200 ch+ITV で回線長 2500 km, 500 中継で総線路損失 20,000 dB の補償が必要である。安定度の確保, 相互変調ひずみの抑圧のためには負帰還増幅器が有効な手段である。従来の同軸対の外部導体内径 9.52 mm を 4~6mm に細心化した発泡ポリエチレン充実形の細心同軸ケーブルを使用する方式もある。マイクロ方式は 3~15 cm の波長を使用しているが, この程度の波長が集束あるいは雨による吸収の点から適当なところである。現在のところマイクロ方式としてはテレビまたは 1860 ch の TH 方式もあるが, 周波数変調における非直線ひずみ, 位相特性および導波管の反射等の問題からさらに多重度を増すことは困難である。フェージングに対しても種々対策が考案されている。

新方式を考える場合当然経済的なことと回線長が本質的に長い方式であることが必要で導波管を用いたミリ波の伝送方

式が対象となる。たとえば 35~75 Gc/s の 40 Gc/s 帯域を伝送することが考えられ, この 4~8.5 m/m の波長に対しては直径 50~70 m/m の円形導波管の使用が考えられる。らせん導波管が要求精度, 断面径 0.02 m/m, 屈曲半径 300 m に対し設計可能であるがまだ実施上種々問題がある。400 Mc/s 間隔, 200 Mc/s 帯域幅の高周波でテレビ 1 回線または, 電話 1000 回線が送れるが, この際コード変調方式が採用され信号が時間的に配列されているので多重方式としては時分割方式が最良である。25 回線, 10 デジタルの PCM では 2.5 Mc/s のインパルス周波数となるが, このときのサンプリング周波数 10 kc/s は電子交換関係を考慮したもので, テレビ信号との関連からは 7.8125 kc/s も考えられる。さらに高いインパルス周波数で起群構成を考慮することができる。電子交換, 複写電信あるいはデータ伝送を考慮した地球をおおう広い通信網の構成が可能である。(貝塚委員)

中央反射板励振方式による広帯域パラボラアンテナの理論的および実験的研究

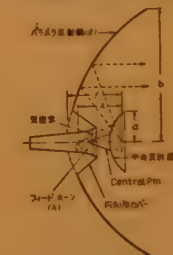
P. Foldes and S.G. Komlos : "Theoretical and Experimental Study of Wide-band Paraboloid Antenna with Central-reflector Feed", RCA Rev. 21, 1, p 94, (March 1960).

大橋啓吾訳 [資料番号 4877]

最近広帯域マイクロ波中継用アンテナとしては偏波共用を必要とされているが, この要求に対してホーンリフレクタ形式では大形のため高価なものとなり, 一方従来のパラボラ形式ではインピーダンスの要求を満足することが困難である等それぞれ欠点がある。この点にかんがみ RCA では R 帯域 (1700 Mc~2300 Mc) 見通し内 FM 通信用として新しい形式のアンテナを実用化した。本文献はその実用化報告を行なったものである。

まずその動作機構を説明すると, 図 1 に示すようにパラボラ反射鏡 (c) の中央に中央反射器と称する回転二次曲面の金属体 (r) を置き, 軸上に置かれた円形フィードホーン (h) でこれを照射する形式であるが, (r) の形はこのホーンから発射された球面波 (その位相の中心は c_1) が (r) で反射されるときこの反射波はあたかもパラボラ反射鏡の焦点 (c_2) から発射された球面波となるように選んである。この条件は幾何光学的に与えられた関係式を満足すればよいが, b, a, f, A のそれぞれの独立変数を定めるに当たっても幾何光学的計算法により近似的に開口能率と指向性を求め大体の傾向を見付けることができる。しかし, この近似計算法だけでは決定し難い問題, すなわちフィードホーンと中央反射器で構成されるフィード系の正確な指向性, 中央反射器による回折波が二次ふく射特性をじゃう乱す量, またはホーンと中央反射器の実際の最適位置の決定などは実験的に求める必要がある。このため実験の都合上 1/3.3 縮尺のモデルアンテナを造り 5.7~7.7 Gc で実験を行なってこれらの点を明確にした。

以上の研究解析の結果を総合して, 実大の実用化アンテナを設計し, 入力インピーダンスについてはこれによって攻克したが, その結果, 図 1 に示す center pin は無くてもよく, この代わりに中央反射器の中央に取付けた頂点整合板とホーン開口部に取付けた 4 本の調整棒により広帯域整合を行えば所要の VSWR 値に追従することができることがわかった。



説明図

なお風速 54 m/sec の風圧に耐える機械的強度, 大幅の温度変化に対する耐候性等はもちろん, 雪氷対策として電熱による加熱 (所要電力 2.5 kW) またはレードーム取付け等を設計に織込んで実用化を完成している。

1700 Mc~2700 Mc 帯での最終性能およびこのアンテナの特徴を列挙するところになる。

- (1) 開口能率が従来のアンテナより良好であり, ホーンリフレクタに比べれば経済的に有利な構造である。これは開口照度分布の最大値がリング状に広がる形式であるからである。(具体的値については本文に明確にされていない)
- (2) 前方の指向性はあまりよくないが, 後方の指向性 ($150^\circ \sim 210^\circ$ 方向) すなわち F/B 比は尖頭値で同一偏波に対し 56 dB 以上, 交叉偏波に対し 59 dB 以上が得られる。前方の指向性のよくない原因は前記リング状の照度分布のほか, ホーンからの直接波が中央反射器を回折して前方に漏れるため, この形式アンテナの根本的欠点である。
- (3) 入力インピーダンス特性 すなわち給電点より見た VSWR は $\pm 12\%$ の帯域幅で 1.06, $\pm 15\%$ で 1.08 以内になる。しかし広帯域整合しない状態でのおな反射源として, ホーン開口部で 5%, 中央反射器で 15%, パラボラ反射鏡で 3% の反射係数が考えられるので, このアンテナは本質的に反射が小さいとは言えない。上記 VSWR 特性が得られたのは捕引発振器等を用いる広帯域整合調整の技術が発達したためと考えられる。(森永委員)

英国におけるカラーテレビジョン

R.D. Maurice : "A Review of Colour Television in the U.K.", Electronic Engng., 32, 384, p 68, (Feb. 1960). 吉田順作訳 [資料番号 4878]

1953 年より 1958 にいたる間 BBC がアメリカの NTSC カラーテレビ標準の 405 本方式に対する適合性について

Alexandra Palace の送信機より 5 kW e.r.p. (映像) の電波を発射して調査を行なった結果の集大成である。

○両立性についての実験

(i) 音声チャンネルに対するバズ, (ii) 音声搬送波および色別搬送波のビートに基づくパターン妨害, (iii) カラーパーストの存在による垂直バー, (iv) パーストによる同期上のトラブル, (v) 電源非同期によるハム, (vi) R, G, B 信号を r 補

正したための全色性の欠如, (vii) 色信号によるドット妨害, 等につき専門家および一般人のアンケートを求めた結果を整理報告している。総合的な評価としては次表が得られ, BBC としては NTSC 方式が Band I については十分両立性を有すると結論した。

Type of viewer	Moderately Annoying (%)	very Annoying (%)	somewhat objectionable (%)	Definitely objectionable (%)	Unusable (%)
Engineers	8.8	2.6	4.8	1.8	0
Members of Public	5	1.2	—	—	—

○カラー受信の特性

(i) 両立的受信によるドットパターンの存在および画面の

解像力低下の効果, (ii) カラー同期の困難さ, (iii) 動きによるカラーのストリーキング, (iv) 多重伝搬路による多重像の効果, (v) 色忠実度, (vi) 原色像に対するレジストレーションのずれ, (vii) 色副搬送波近傍の明度信号の存在にもとづく混色妨害, (viii) ランダムおよびインパルス雑音の寄与, (ix) 連続波妨害の寄与, 等についての実験結果を述べており, 結論として, レジストレーションのずれ, 色忠実度の低下, 雑音の3つが信号としてカラーカメラ出力を用いるとき最も顕著に表われた。しかしこれらはカラーカメラの将来の改良による解決を期待できる。英国の 50 フィールドテレビ方式では, 60 フィールド方式ほど NTSC 方式の帯域共用効果は有効ではないが, 色信号の coding, decoding の方法は将来のカラーテレビ方式において望ましいと思われる。

(吉田(順)委員)

偏向電界による像変換の一般論

G.G. Gassman: "Allgemeine Untersuchung von Bildtransformationen auf dem Bildschirm von Kathodenstrahlröhren, hervorgerufen durch konstante Ablenkfelder", A.E.Ü. 14, 2, p 71, (Feb. 1960). 内藤喜之訳 [資料番号 4879]

これは従来のブラウン管の中にもう一組特別な偏向電極を挿入するか ((i) の場合), または特殊磁界 ((ii) の場合) を加えることによって座標変換された像を描き出そうとするもので, この図形変換用の電極系について理論的検討を加えている。(i) 電界による場合, 特殊偏向板の長さが非常に短かければ, 偏向角 φ は次式で与えられる。

$$\tan \varphi = K_1 |E| \quad (1)$$

特殊偏向電界を通る前の電子の座標を $z = x + jy$, けい光面上の座標を $W = u + jv$ とすれば (\bar{z} は偏向器とけい光面との間の距離)

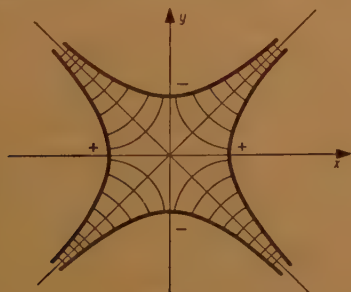


図 1

$$W = z + \bar{z} \tan \varphi = z + K_2 E \quad (2)$$

ところで電界 E は $E = E(z^*)$ ($*$ は共役) と表わされる。式 (2) からわかるように, この変換は等角写像にはならない。この一例として $K_2 E = 3(x - jy)$ とすれば方向を逆にした拡大像がえられる。(ただし i, j は単位ベクトル)。

このような電界は図1のような双曲線形電極で作られる。つぎにレンズ系を使って被変換像を小さくすれば式 (2) で z が $K_3 E$ にくらべて無視できて

$W = K_2 E(z^*)$ となり一種の等角変換となる。その例として $W = \frac{1}{z^*}$ という変換をすれば, これは直交座標をスミス

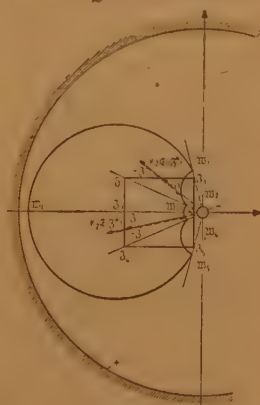


図 2

図の円座標に変換することができる。この場合に必要電界分布は

$$E = \frac{r_0}{K_1 r}$$

となり図2に示すように同軸電極で作られる。

(ii) 磁界による場合, この場合にも適当な条件で等角変換を行なわせることができるが, 装置がぼう大になり, 経済的ではないので電界を用いる方が有利である。またこのような技術はテレビ, レーダをはじめとして多くの測定に役立つであろうことが述べられている。(末松委員)

新しい質量分析形リーク検出器

J.L. Peters: "Mass Spectrometer Tests Tightness of Seals", electronics 33, 14, p 74, (April 1, 1960). 三宅清司訳 [資料番号 4880]

第二次大戦中に質量分析器をリーク検出器として応用する研究が著しく進歩した結果, リークの検出に要する手数はすこぶる簡単化され, それに必要な時間も極めて短縮された。質量分析器はあたかも分光器によって白色光を単色光に分けるがごとく, 種々のイオンからなるイオン流を個々のイオン流に分解する装置である。その分解は磁界によって, 異なる

原子量を持った個々の原子がそれに応じて運動方向を曲げられると言う原理に基づいている。リーク検出器は通常ヘリウムガスのみを検出するように作られたものであって, 測定されるリークの程度は検出器におけるイオン電流の大小によって表わされる。図1はリーク検出器の四つの利用方法を示したものである。(A) および (B) は試験される部品の外部よりヘリウムが流入し, これを検出器に導く方法であり, (C) および (D) は試験される部品の中に封入されたヘリウムが流出し, それを検出器に導く方法である。これまでの質量分析形リーク検出器は分析器として一段の磁石をそなえたもので, 得られる最高の感度は 10^{-10} cc/sec であった。この論文

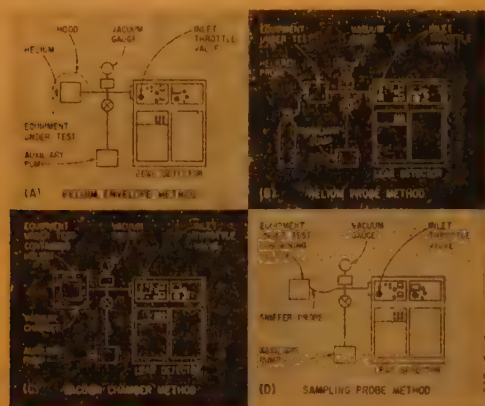


図1 リーク検出器の利用方法

では従来の一段形のものを改良して、二段分解形とし、イオンコレクタとして二次電子増倍管を用い、その感度を 10^{-10} cc/sec にまで高め得たことが述べられてある。図2(B)はそ

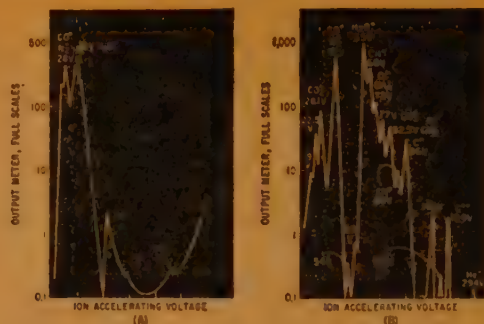


図2 二段(A)および二段(B)分析形検出器による分析曲線

れによる分析曲線である。もし小形出力管(容積 100 cc)が 10^{-10} cc/sec の感度の検出器により試験され、リークが認められなかったとしても、ある場合には一週間後にリークにより不良となる可能性がある。しかし 10^{-10} cc/sec の感度を持つ検知器の試験を通過したものは10年の動作が保証されることとなる。(三宅委員)

電子磁束計

R.R. Birss, J.P. Fry: "An Electronic Flux-meter", J.S.I. 37, 1, p 31, (Jan. 1960). 末松

安晴訳 [資料番号 4881]

この論文は、普通の磁束計に比べて多くの利点を持った電子磁束計について述べている。すなわち、(1) 機構的に頑丈で、(2) 4レンジであって高抵抗形のサーチコイルが使える。(3) 自己校正ができる等の利点をもち、ただやや高価になる欠点がある。

測定方法は普通の方法と同じで、磁束を急変させてそのときにサーチコイル回路に流れる電流を積分して表示する。この積分にはミラー形の積分回路を用いている。図1にはこの回路図を示す。直流増幅器に入力差動増幅器、電圧増幅器、とカソードホロウ形出力段とからなり、初段には高 μ 管を用いてヒータ電圧変化によるドリフトをさげ、また、 R_0 には高抵抗値を用いて格子電流を零にして誤差の混入を防止している。

この装置の確度は X1 レンジ $\pm 0.5\%$ で、磁束が 3秒以

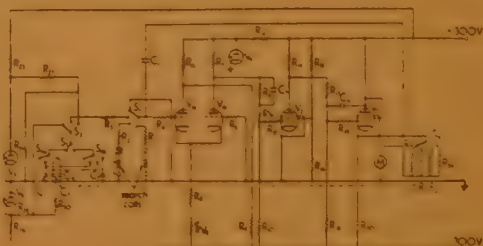


図 1

内に変化すれば、計器のフルは磁束変化に対して直線的になる。感度は $\times 0.01$ レンジで 5×10^4 マクスウェル・ターンに対して ± 500 mV で、これは計器のドリフトによって限定されるので、このドリフトを最小にするための配線上の注意がなされている。校正はフルスケール用と微分用の両者が用いられている。

この装置はまた、通隔制御用にも利用できることが示唆してある。(末松委員)

測定および制御に用いる装置 および方式の分類符号方式

E.A. Keller: "PERCOS-Performance Coding System of Methods and Devices Used for Measurement and Control", I.R.E. 48, 2, p 148, (Feb. 1960). 加藤満左夫訳 [資料番号 4882]

この論文はシステム設計者に有用な装置の機能および動作特性を分類し符号化する方式について述べている。分類項目は装置の用途を定義するもの3種、精度や速度を示すもの3種、信頼度に関するもの3種、価格容積等相対的な要目に関するもの3種の計12種がある。装置は各項目ごとに文中に示されている規定にしたがって0から9までの10進数字でその特性が表現される。たとえば精度では、精度のオーダが丁度その数字と対応している。分類項目とその符号はつぎの通り

である。

		符 号	
定 義	分類1	装 置	(0~9)
	2	入 力 特 性	(0~10)
	3	出 力 特 性	(0~10)
精度と動作特性	4	精 度	(0~9)
	5	校正の安定度	(0~9)
	6	動作 速 度	(-3~9)
信 頼 度	7	平均耐用寿命	(0~9)
	8	平均障害時間	(0~9)
	9	平均修理時間	(-2~5)
相 対 性 要 目	10	価 格	(0~5)
	11	入 手 性	(0~4)
	12	容 積	(-2~7)

分類された装置特性の記憶には 6.5×7.5 インチのホールソートカードが用いられる。周囲に122のさん孔位置があり

中心の37平方インチにその装置の詳細なデータを記入しおよびマイクロフィルムを貼付する。装置の特性を記述する各項目の定義は分類の尺度であるので極めて重要である。これについて述べている。なお本論文は IRE の Industrial Elect-

ronics 委員会の要請並びに協力によりまとめられたもので IRE 以外の団体たとえば Instrument Society of America の支持を受けている。

ミリマイクロ秒パルス，レーダ
による進行波管の内部反射の測定

D.O. Meiroy and H.T. Closson: "*Measurement of Internal Reflections in Travelingwave Tubes using a Milli-microsecond Pulse Radar*", I.R.E. **48**, 2, p 165, (Feb. 1960). 佐伯昭雄訳
[資料番号 4883]

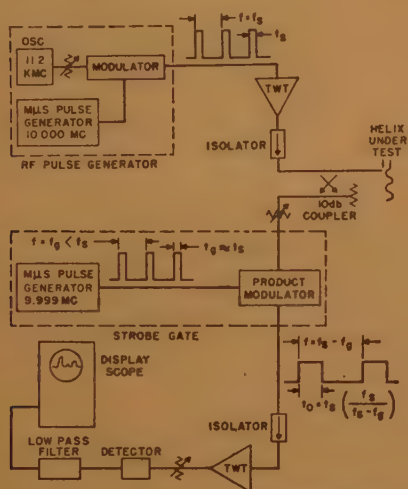


図1 ミリマイクロ秒、パルス試験方式系統図

円筒状磁気薄膜を用いた高速
デジタル記憶装置

G. R. Hoffman et al.: *High-speed Digital Storage Using Cylindrical Magnetic Films*", Brit. I.R.E. **20**, 1, p 31, (Jan. 1960). 田中 範夫訳 [資料番号 4884]

長いガラス管の表面に鉄ニッケル薄膜を真空蒸着した記憶装置の試作報告である。この円筒状薄膜には蒸着の際ガラス

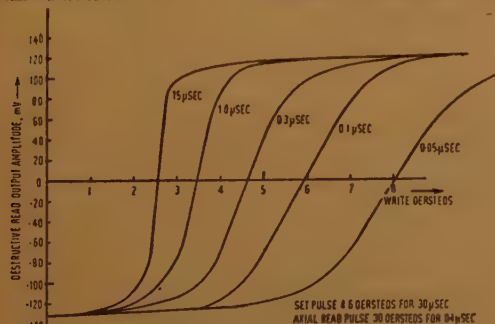


図1 パルス磁界によるヒステリシス

進行波管を PCM などのパルス伝送に用いるときには進行波管自体による反射が問題となる。本論文はこの反射のうち進行波管のヘリックスの反射についてしらべたものである。

進行波管の内部反射はパルスの幅に広がりをもたらし、エコーを生じたりするので極力少ないことが望ましいが、その原因は主としてヘリックスの構造の不均一なことによる。これら反射の位置やその大いさを知るために、ここでは図1の系統図のようなミリマイクロ秒コンドパルスのレーダを用いてゐる。このレーダの観測方式が普通と異なる点はミリマイクロ秒コンドパルスを観測するのに超広帯域のオシロを使用せずに、単に普通の低周波のオシロで見ることができるとして“ストロボスコープ方式”を用いていることである。これはテストパルスをストロボゲートと呼ぶ1種の高速の変調器を図1の諸円で動作せしめ、その出力にスローダウンしたパルスを得るものである。

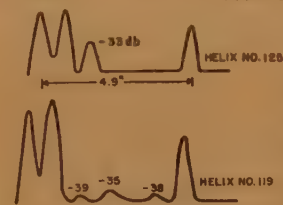


図2 進行波管 M 1917 のヘリックス 波の例をかかげる。いずれの反射もヘリックスの始端で反射が起きている。進行波管を動作するときはその反射が増幅されて大きくなることもある。この実験でミリマイクロセコンダパルス技術がこのような内部反射を知る上に非常に有効であることがわかった。(緩委員)

管の中心に直流を通すことによって、円周方向に容易軸、円筒の軸方向に困難軸が形成される。図1はパルスで測定されたこの素子の容易軸方向のヒステリシス特性である。スイッチ時間は $0.1\mu\text{s}$ 程度であり、膜厚を約 $10,000\text{\AA}$ になっているので出力が大きい。比較的大容量のものが簡単に製作でき、試作では1回の蒸着で1本当たり16素子のものを30本得ている。

記憶方式としては通常の方法より素子間の特性上のバラツキを許容できる方法が試みられている。一つは図2に示すように、円筒中を通した線(X)による容易軸方向磁界と円筒に巻きつけた線(Y)による困難軸方向磁界との coinci-

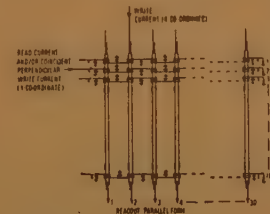


図2 円筒状磁気薄膜を用いた記憶装置の略図

きる程度である。別に9本の平行伝送線を組合わせて1つのY方向を構成することも試み、全体で数m μ sの遅延におさえられた。

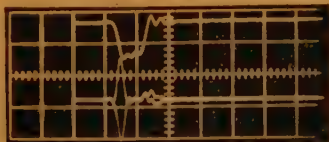


図3 0.1 μ s 読出しパルスに対する出力波形

いま一つの方法は、困難軸方向に強磁界を加えて一旦多磁区構造を形成させると、単磁区構造の場合より小さな磁界で

容易軸方向に磁化できる性質を利用するもので、一旦Y方向から読出しを行なった後、小電流でX方向のみから書込む。読出し出力が最大値の1/2になる点までを動作範囲とすれば、パルス幅0.1 μ sの場合書込磁界は2.5~5 oerstedで書く、素子間のバラツキを大きく許し得る。なおこの値で200万回の書込を行なっても他の素子に妨害を与えない。

円筒状薄膜は閉磁気回路であるため、板状薄膜に比し厚さや長さの許容度も大きい。出力は薄膜の断面積のみに関係するので、半径を小さくすることにより、現在のものより駆動電流を減少し、小形化により高速化することが可能である。

(垂井委員)

航空機用コンピュータの微小化

E. Keonjian: "Microminiaturizing a Space Vehicle Computer", electronics 33, 18, p 95, (April 29, 1960). 佐々木元訳 [資料番号 4885]

航空機用の電子機器に対しては、寸法および重量の節減が重要となるが、本論文ではその一つの方法として回路素子を作りつけた基板を重ね合わせて装置を構成する例について述べている。

たとえば、ブリップ・ブロップは図1(A)の回路二つで構成できるが、これは図1(B)のようにアルミナ磁器の基板上に作られる。トランジスタは拡散接合形で、印刷された抵抗や、チタン酸バリウムのコンデンサと共に、回路を構成する。基板の寸法は0.5×0.5×0.03インチである。7個の増幅器、8個のAND回路、1個のフリップ・ブロップで構成されるFull-Adderは、この基板を13枚重ねたものとなる。

この他、Wiring matrix 30,000ビットの磁心記憶回路の例があり、これらの総合としてのコンピュータの試案が示さ

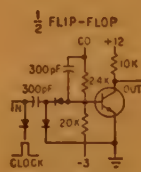
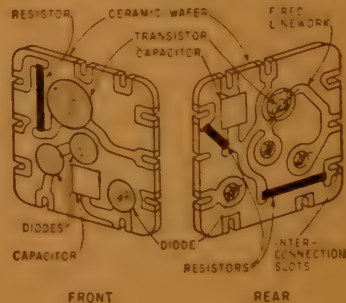


図1(A) 上
(B) 右



れている。

(宮川元委員)

パーセプトロン・シミュレーション実験

F. Rosenblatt: "Perceptron Simulation Experiments", I.R.E., 45, 3, p 301, (March 1960).

山口楠雄訳 [資料番号 4886]

人間の神経系のシミュレーションを機械によって行ないオートマトンに利用する研究が行なわれているが、パーセプトロンもこのような頭脳モデルの一種である。この論文ではパーセプトロンの構成の概略とその視覚パタンの認識についての実験結果を述べている。

パーセプトロンの基本形は図1に示されるもので、sensory system はボタンをメッシュに分けて量子化する。このメッシュからx個とy個の点をえらび、前者は正、後者は負の入力としてA unitでその和をとる。このような接続のA unitを多数用い、この出力がある値をこえるとR unitが"1"に

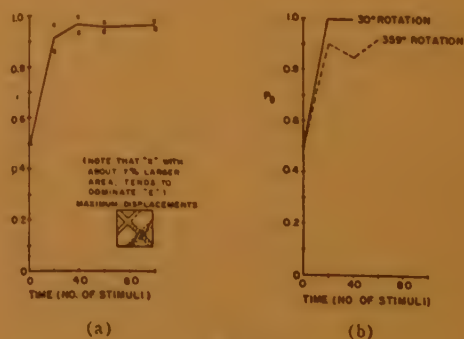


図 2

トリガされるようになっていく。R=1.0、に応じて各A unitにフィードバックがかかり、一種の記憶回路として動作する。

認識するにはまず幾度か同じ字または図形を読ませ、一定範囲内の変形に対してA unitの反応として記憶させる。つぎに認識させたい字を読ませて記憶との一致により判別する。実際にはIBM 704を用いてプログラムによりシミュレーションを行ない、入力パンチカードにパンチしたものをを用いている。理論的に種々の結果を予測して実験しているが、データの一部を図2に示す。横軸は学習の数、縦軸は正しい反応の確率で学習の回数と共に1に近づく。

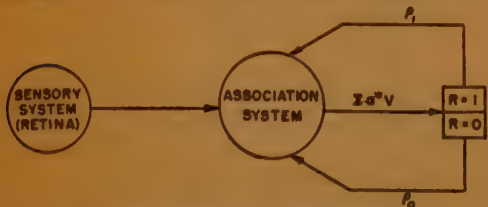


図1 簡単なパーセプトロンの構成

この論文に述べられているのは数種の文字および簡単な図形についての各種の条件の実験結果であるが、神経組織のシ

ミュレーションの一例として興味あるものといえよう。

(宮川元委員)

文字認識の研究

W.E. Dickinson: "A Character-Recognition Study", IBM Jour. 4, 3, p 335, (July 1960).

関口茂訳 [資料番号 4887]

単一のスリットで文字を読取り、認識する際の問題点を、IBM 650 でシミュレートして研究した。対称とする文字は、特別に設計された 0~9 の数字である。この系では、走査された信号と“比較信号”の集合を比較し、最良の適合を示したものが選択される。この方法は、走査により多くの情報が失われるが、簡単で低コストと言う点ですぐれている。比較信号との適合性の判定は matching filter (M.F.) で行なわれる。これはある信号に対し、インパルス応動が次式で表わされるフィルタである。

$$h(t) = A \cdot s(b-t)$$

$h(t)$: フィルタのインパルス応動

$s(t)$: 適合されるべき信号

A, b : 定数,

周波数制限を受けた信号に対する M.F はタップの出た遅

超伝導を利用した電磁石

S.H. Autler: "Superconducting Electromagnets", R.S.I. 31, 4, p 369, (April 1960). 吉川

省吾訳 [資料番号 4888]

液体ヘリウムのような極低温 (4.2°K) と加減磁場を必要とする物性実験、または同位メーサ装置などでは超伝導を利用した電磁石を使用することができる。鉄心を用いた超伝導磁石で 14 K ガウスの高磁場が得られた。

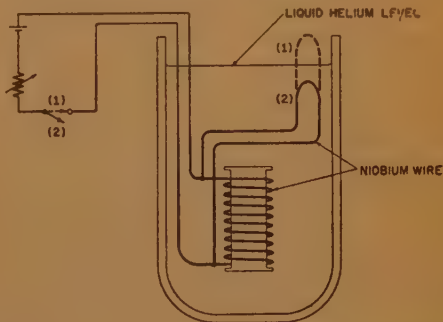
通常これらの実験は Dewar 瓶の中に装置され電磁石の Pole faces の間に置かれる。したがってこのような磁石では大きい間隔を通して必要な強い磁場を供給するために、多くの消費電力が必要であり、また大変に重くなる。

この論文では磁石を Dewar 瓶中の液体ヘリウムに入れコイルは臨界磁場 H_c の高いニオブウム (Nb) 線を使用しているため磁石そのものを軽量小形にすることができる。(1) solenoid の場合には 2 インチの直径、5 インチの長さの solenoid に直径 0.005 インチのニオブウム線を 11,600 回巻いて 4.2°K で 4,300 ガウスを供給し得た。ただし、ニオブウム線を anneal して使用した場合には 2000 ガウスで超伝導が破れてしまう。したがって solenoid は広い範囲に一樣な磁場を生成するには適しているが、最大磁場はコイルの下側のニオブウム線が solenoid の内側の磁場に対してむき出しであることによって制限されてしまう。(2) 鉄心に超伝導コイルからエネルギーを供給することによって H_c より高い磁場を生成できた。すなわち、磁石の間隔 l_g 、そこで最大磁場 H_g 、

延線でかんたんに実現される。またこのような信号は標準化定理により、 W を最高周波数とすれば $1/2 W$ 秒ごとの標準値で表わされるので、 n 次元幾何学の観点から波形を取扱うのが便利である。すなわち、M.F. により未知の波形のベクトルと比較ベクトルとの内積を作り両者の接近の度合を判定する。つぎに信号波形を比較ベクトルと同位相にすることが必要であるが、これについての考察、実験結果がのべられている。スリット式走査法に必要な字形は、できるだけ各文字が区別しやすいものでなければならない。字形の美学的価値は別として、機械の読み易さを改善するために、文字を再生する (restyle) 技術の検討が行なわれている。基本的接近法として、文字の集合を表わすベクトルを作り、他のベクトルから充分分離され字の外観が不満足なものとなるか、ベクトルがもはや物理的に実現できないようになるまで各ベクトルを再生する。これらのことは計算機により遂行された。この他、プリントの良さ (print quality) に対する表現方法が与えられている。このような立場から、走査波形の周波数スペクトル構造、比較波形についての相関関数、誤差およびインク密度と print quality の関係等の実験結果が示されている。

(岸上委員)

コイルの長さを l_g とすれば H_g は近似的に $H_g = H_c l_g / l_g$ となる。しかし、実際に磁石で得られる値はいくつかの理由でこれより小さい。もちろん、鉄心が飽和している場合には上式にしたがわない。またコイルの位置が間隔に近いと fringing によって H_g は小さくなる。したがって、もっとも適したコイルの位置がある。このような方法で 15 インチの pole pieces から間隔で 1 インチに taper し、0.25 インチ間隔で 14 K ガウスを得た。エネルギーの供給は図に示すような回路で行なわれた。コイルと並列に入ったニオブウム線は最初ヘリウム液面上に出して置き、必要な磁場が供給されるとヘリウムの中に入れられる。後は Faraday の法則にしたがって永久電流が発生し安定な磁場が得られる。



(鶴委員)

CP 4 による Ge 表面の腐蝕孔

G. Bonfiglioli et al.: "Origin of the "First-Order Structure" of CP 4-Etched Ge Surfaces", J.A. Phys. 31, 4, p 684, (April 1960).

三宅清司訳 [資料番号 4889]

CP 4 腐蝕液で Ge 表面を腐蝕したとき、網目模様の顕微鏡像が見られることはよく知られているが、それについての充分な説明はまだついていない。それは一次構造と呼ばれる直径約 100 μ の網目と、その一次構造の中に見られる直径約 10 μ の二次構造と、また二次構造の中にある約 0.5 μ の点に見える孔の 3 種類よりなっている。現在これらの構造につ

いてはつぎのように考えられている。(i) 網目構造は(111)面についてのみ現われる。(ii) 一次構造は普通の CP 4 で現われるが、二次または三次構造は Br の濃い CP 4 でなければ出ない。(iii) 一次構造は試料面の作り方により異なる。(iv) 一次構造はくぼみの境界を示す。(v) 二次、三次構造の意味はよくわからない。この論文は以上の考え方を確かめるために、腐蝕による Ge の減量と時間の関係、および Ge 表面の着目した幾つかの転位について腐蝕を重ねるごとに写真をとり、上に述べた構造の様子の変わり方を確かめたものである。実験の結果 (i) 腐蝕速度は次第に減少し、表面はいわゆる不動態に近くなる。図 1 はこの様子を示す。(ii) $10^4/\text{cm}^2$ の転位密度の Ge 表面を 1.6, 16, 24, 36 および 60 分間腐蝕しその写真をとると、一次構造には本質的变化は見られないが、その中にある三次構造は腐蝕の進行と共に二次構造に変化し、二次構造は一次構造に変化してゆく。さらにその一次構造の中に三次構造が見われ、それは二次一次に変化する。

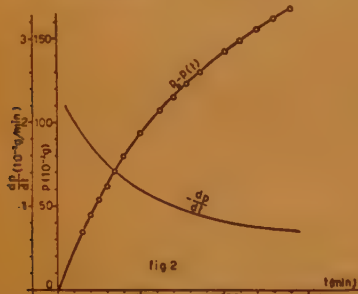


図 1 腐蝕時間と腐蝕量の関係

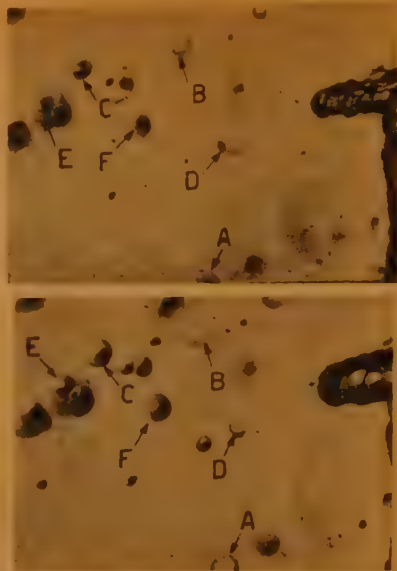


図 2 Ge 表面の腐蝕、腐蝕時間 6 分および 16 分の場合

このような繰返しをしながら次第に一次構造が多くなり、(i) にのべた不動態に近づく。不動態化する理由には不明であるが、著者達は一応つぎのような説明をしている。すなわち三次構造を生じなくなるのは (i) 転位がそこで終ったからである。(ii) 表面に不純物が堆積したからである。この点についてはなお研究中である。(三宅委員)

パルス圧縮—レーダ伝送の高効率化への鍵

C.E. Cook: "Pulse Compression-Key to More Efficient Radar Transmission", I.R.E. 48, 3, p 310, (March 1960). 宮川 洋訳 [資料番号 4890]

一般に超遠距離レーダでは受信機の間周波帯域を狭めて、 S/N 比をあげるために、幅の長い送信パルスを用いる。また、このことはレーダ送信機の衝撃比を下げる点からも好ましいのであるが、結局このために距離分解能が低下せざるを得ない。この報告は送信時には長いパルスを用いるが、受信時にそれを線形回路で短いパルスにする方式について実験と解析を行なったものの報告である。

その原理は図 1 に示すように、送信時に送信パルスに直線的に FM をかけ、受信端ではそれを適当な周波数—遅延特性を有する回路を通して、非常に短い時間内に圧縮し、尖頭値を高めようとする

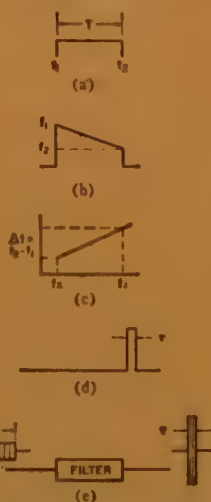


図 1 理想パルス圧縮特性 (a) 広帯域パルス包絡線 (b) 周波数変調 (c) 遅延時間特性 (d) 圧縮されたパルス包絡線 (e) 圧縮器の入出力波形の関係

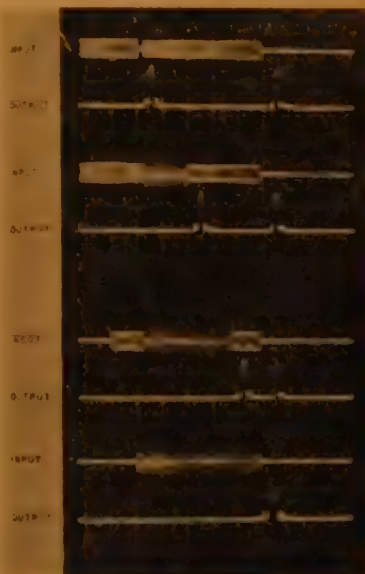


図 2 パルス圧縮方式の多重反射パルスに対する重ね合せの理の実験例

ものである。図 2 は実験結果であって、適当な線形回路を通すことによって、従来の技術では全くその距離分解ができな二つの長いパルスが明瞭に分解されているのがわかる。

(宮川元委員)

三極管電位計の対数特性

S. K. Chao: "Logarithmic Characteristic of Triode Electrometer Circuits", R.S.I. 30, 12, p 1087, (Dec. 1959). 高橋貞夫訳 [資料番号 4891]

放射線の測定には対数特性を持つ二極管、または三極管電位計が良く使用されている。後者は前者に比べてカソード温度の影響が少なく、増幅作用があるので有利である。この論文では CK 5889 を三極管接続したものの特性（特に対数特性）について実験、考察を行ない、その応用回路の実例をのせている。

三極管の陽極電流 i_p は理論的に次式で表わされる。

$$i_p = (S \log i_0 + q)^{3/2}$$

S : カソード温度、構造によって決まる定数。

q : カソード温度、構造、カソード・グリッド間の接触電位

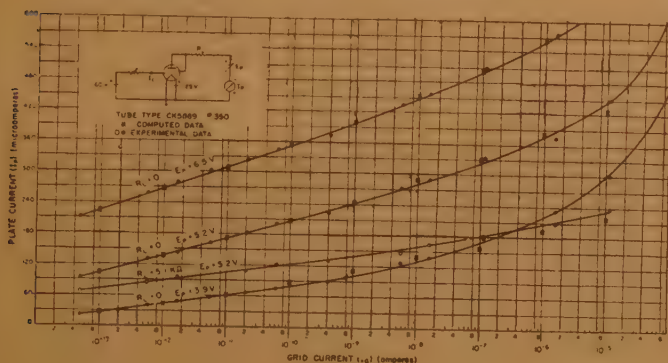


図 1

非常に細いウラストン線の作り方

H.J. Bomelburg: "Handling of Extremely Thin Wollaston Wires", R.S.I. 30, 12, p 1114, (Dec. 1959). 吉井征治訳 [資料番号 4892]

ウラストン線を熱線ゲージに使用する場合、その感度を高めるために非常に細いものが使われることがあるが、白金心の直径が 1 ミクロン程度以下になると、そのマウントおよびエッチング処理は技術的に非常に困難になってくる。

本論文はこのような細い線のマウントおよびエッチングの方法を順を追ってのべたものである。

ウラストン線は図 1 のように端をグラインドでえぐりとしたセラミックの管にマウントされ、その両端は銀ペイント（または白金ペイント）のストリップを通じて外部導線に接続されるようにしてある。

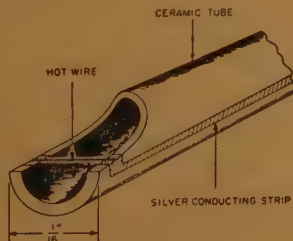


図 1

マウントの方法を大略すると、ほぼつぎようになる。

差、プレート電圧等によって決まる定数。

i_p と $\log i_0$ の関係は図 1 に示すが、●印が実験値、×印が上式によって計算した結果である。特性は球によって変わるが対数特性を示すのはほぼ $i_0 = 10^{-14} \sim 10^{-8}$ amp の範囲で

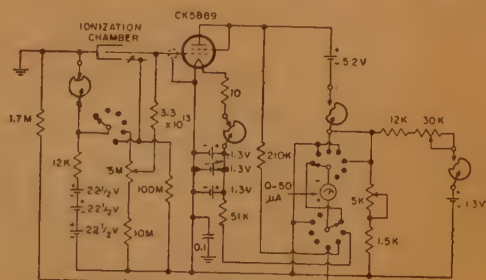


図 2

ある。さらに $i_0 = 6 \times 10^{-14} \sim 3 \times 10^{-10}$ amp の範囲で、グリッド抵抗、陽極負荷等の特性に対する影響を詳しく実験してある。

つぎにグリッドインピーダンス（応答速度に関係する）は $E_p = 5.2$ V のとき $r_g = 0.115/i_0$ なる結果を得ている。またフィラメント電圧の変化には最適値があり、さらに動作の安定性はエージングにより良くなることが実験によって判明した。つぎに精度と安定性を知るために 150 個以上の真空管について対数特性を測定した結果、電流計の誤差を含めての再現性は $\pm 10\%$ であった。これらの実験結果を基にして応用例として図 2 の回路をあげている。（末武元委員）

まず 1/4 インチ程度のウラストン線の片側を白金ペイントでストリップの一端につけてぶら下げ、他端には先端より約 1 mm のところまでカナダバルサム液をつけて保護膜を作り、エッチングの際この部分が冒されないようにしておく。つぎにこのようにした線を図 2 のような形で、20% HNO₃ に

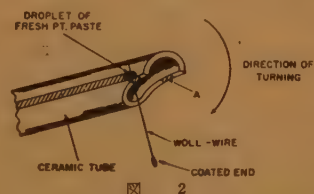


図 2

量の AgNO₃ を添加した液に線がほぼ液面に垂直になるように浸してエッチングを行なう。エッチングが完了すれば、線を液から引き上げ、同じく図 2 の

ような形のままセラミック管を軸のまわりに回転させると、線の先端のエッチングされていない部分が重りとなって、線はあらかじめ白金ペイントをのせてある図 2 の A 点にくっつく。

これで一応マウントは完了するが、これをさらに 1000°F まですて加熱して硝酸を蒸発させてしまうと全過程が完了する。マウントした線の抵抗は数百 Ω である。

筆者はこの方法で直径 0.5 ミクロン、長さ 2 mm のウラストン線をマウントできたと記している。（末武元委員）

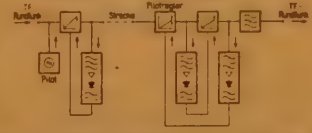
放送プログラム伝送用コンパンダ

W. von Guttenberg und H. Hochrath: "Ein Kompander für Rundfunkprogramm-Übertragung", NTZ. 13, 1, s. 9, (1960). 沢田新一郎訳 [資料番号 4893]

経済的見地から、同軸ケーブルや無線中継等の多重伝送路を通して放送プログラムが伝送されることがますます増加しつつある。電話3通路路をつぶして放送1回線をとるのが普通であるが、(1)電話回線の雑音は CCITT 放送規格より 11.5 dB だけ多い。(2)プログラム自体の平均勢力も3倍程度高いので、レベル上昇により S/N を上げることは困難である。(3) Pre-emphasis は低周波部分の漏話を悪化させるので、改善度は 2~3

dB しか期待できない。……等の理由により放送中継線にコンパンダを使用することが望ましい。本論文はコンパンダを、(1)時定数から……瞬時形と音節

図1 搬送周波一放送コンパンダ(帯域通過および帯域抑圧はパイロット周波数に対するもの)



形、(2)制御方式から……特殊チャネル使用、パイロット式、圧縮信号自体による制御の3方式、(3)伝送帯域から……低周波と搬送周波、等の各種に分類し、各々について詳細に検討したのち、図1のごとき搬送周波の放送コンパンダが最も適当であると述べている。

これは一種の音節コンパンダで、制御電圧は自身の信号電圧からとり、別に圧縮、伸長回路を含めてパイロットによる自動制御を行ない、回線のレベル変動、コンパンダの制御素子のバラツキや温度による変動を防止している。パイロット

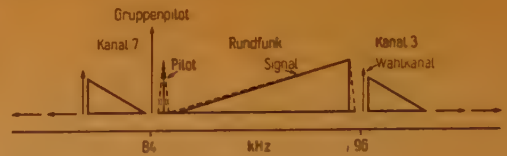


図2 CCITT 基帯B群中のコンパンダ付搬送周波位置

制御部の時定数は 25 ms で、コンパンダ自体の時定数(立ち上がり 2.5 ms, 降下 8 ms)よりも大きくして損失変動を防止する。パイロットレベルは相対レベル 0 において、-5 dB、コンパンダによる雑音抑圧量は無通話時約 17 dB である。周波数配置は図2の通りで、0 周波は 85.35 kc、パイロットは 84.75 kc である。

表1 コンパンダ付搬送放送回線のひずみおよび結合音の係数(発生周波数は c/s または kc/s)

Pegel am rel. Pegel + 6 dB dB	$k_1(60)$ %	$k_2(90)$ %	$k_3(533)$ %	$k_4(800)$ %	$V_4(4,2,6,8)$ %	$V_5(5,6,7,2)$ %
+15	0.15	0.1	0.15	< 0.05	0.15	< 0.05
+18	0.3	0.15	0.3	0.1	0.30	0.08

ドイツ郵政庁との共同研究により、この装置を 200~2,000 km のケーブルまたは無線回線で試験した所では、ひずみは表1のごとく、ほとんど音声放送と変わらず、また残留損失の変動は ± 2 dB から ± 1 dB に圧縮された。コンパンダ付の搬送放送回線と、コンパンダなしの音声放送回線を交互に 10 回ずつ試験させた所、ほとんど区別がつかなかったと述べている。

(貝塚委員)

IF およびビデオ合成ダイバーシチ受信機の評価

R.T. Adams and B.M. Mindes: "Evaluation of IF and Base Band Diversity Combining Receivers", El. Comm. 36, 2, p. 123, (1960).

大谷津 透訳 [資料番号 4894]

見通し外通信方式の進歩につれてダイバーシチ技術は急速に進歩した。対流圏散乱伝ばによる急激な信号の変動は選択(スイッチングダイバーシチ)から合成法に代わって来た。また合成法も検波後のレシオスケアラ合成から検波前のリニヤ合成が使用されるようになった。本文はこれらの方式について理論的実験的に検討している。ダイバーシチ受信は早いフェージングを生ずる対流圏散乱通信に対して特に優れた効果がある。合成は種々の方法で行なわれるが、検波前と検波後とあり、信号は選択(スイッチ)または直線あるいは他の種々の比例関係の合成が行なわれる。セレクトションは最も簡単な方法であるがスイッチのトランジェントがあり早いフェージングの場合に問題がある。ビデオ合成は対流圏通信には広く使用され、検波後のレベルは調整されて合成される。最良の合成はスケアラ合成である。制御にはビデオ帯域外の雑音を使用するが、弱信号のときに発生する雑音を除く心があり FM の検波後の合成は実用的でない。リミッ

タや検波器以前で信号がリニヤに合成された場合には元のレシオはそのまま保たれる。簡単なリニヤ合成は最良の場合に比して 0.6 dB 以内の S/N を保つ。一般に信号の位相を制御しリミッタにより信号レベルが変化する以前に記号をリニヤ合成する方法が行なわれる。リニヤ合成は理想的な場合よりわずかに劣る程度で良い合成が行なわれる。理想的合成の場合の信号対雑音比からつぎのことが知れる。セレクトタイプはトランジェントがあるために使用されぬ。プレジクシヨンスレシオスケアラは最も良いが複雑なわりに S/N がいくらか得にならぬ。検波後のリニヤ合成は明らかに好ましくない。つぎに現在使用されている IF 合成およびビデオ合成回路のブロック図および動作の概要を述べてある。使用例としてはビデオ合成は軍用に二、三使用されている。プエルトリコとドミニカブリーおよびサルドニヤ(イタリー)とミノルカ(スペイン)間では IF 合成が使用され、前者はスペース後者は周波数ダイバーシチを実施している。ひずみの理論的な検討の面では多重路伝ばひずみの計算図表を示しつつに IF コンパインおよびビデオコンパインのひずみについて言及している。IF コンパインが高調波ひずみの点で優れている理由として、多重波の大きなコンポーネント同志を合成し振幅はますます大きくなるが、小さなコンポーネントは逆相に加わりひずみは改善されることになる。(森永委員)

技術展望

UDC 621.37/.39 : 61

医 用 電 子 装 置 の 展 望

正 員 高木末夫 正 員 葛西晴雄

(東京大学工学部)

1. 序 言

電子装置の医用面への応用は、最近のエレクトロニクスの進歩と共に著しい発展をとげ、特に診療を科学的に行なう目的からこれらの諸装置の発達はいまことに目覚ましいものがある。

医用電子装置の発達を歴史的にみると、一般通信機と同様に真空管およびその技術と共に進歩している。しかもその歴史は非常に古く三極管が発明されると間もなくこれが医学の面で活用されており、今日の隆盛をみるに至るまではほとんど間断なく発展の一途をたどっていることは驚嘆に値するものがある。

欧米においては戦前既にかんりの研究成果があげられていたが、わが国の戦前の研究ははなはだ微々たるもので現在の盛況をみるに至ったのはほとんど戦後の成果によるものが多い。

すなわち国内においてかかる研究を大きく推進させたものは、それぞれの要求に応じて結成された研究団体の活動(本誌昭和 31 年 11 月号電子応用特集号 1074

ページ参照)と各装置製造会社の技術担当者等の活躍であり、なお最近の数年間においては、科学技術庁電子技術審議会の長期計画部会医療分科会、重要研究部会第 3 分科会(医用電子技術とその装置)の動きをあげることができよう。また 1958 年以来ツォルキン博士等の呼びかけによってこのほどようやく結成された International Federation of Medical Electronics の成長とこの連合団体の主催する Medical Electronics に対する国際会議もまた医用電子装置の発達のためによき刺激となっていることは見のがせない。

2. 装 置 の 分 類

現在医学の各分野で利用されている電子装置はもとに広はんにわたっているが、電子機械工業会医用電子機器技術委員会(委員長岩井喜典氏)の分類法にしたがえば、これらの装置は

- (1) 生体内部に発生する電気現象の記録装置
- (2) 生体の物理的な現象を対象とする電子計測装置
- (3) 生体を媒体とする電子装置

表 1 生 体 電 気 現 象 記 録 装 置

装 置 名	用 途	測 定 法	信号源の性質*	問題点その他
脳 波 計 Electroencephalo- graph (E.E.G.)	テンカン、脳腫瘍等の診断、 問題児、異常児の研究等	前頭から後頭にかけての半球 頭皮上に 20~30 個および耳 朵に各 1 個の電極を装着し、 電極間に発生する現象電圧を 記録する。	(1) 1~60 c/s (2) 10~数 100 μ V (3) 10~数 10 k Ω	初段増幅管の雑音、入力格子 電流の低減、多チャネル特殊 使用法を採用するため入力回 路の平衡を保つことが困難
心 電 計 Electro- Cardiograph (E.K.G.)	心臓疾患の診断	四肢に各 1 個と胸部の数ヶ所 に電極を装着し電極間に発生 する現象電圧を記録する。	(1) 0.1~200 c/s (写真式記録) 0.1~40 c/s (直記式記録) (2) 1~2 mV (3) 1~数 10 k Ω	直記式記録器の周波数特性の 向上、電極とペースト(電解 質)との間に生じる分極電圧 に関する問題
筋 電 計 Electromyograph (E.M.G.)	筋肉運動神経系等の疾患の診 断	注射針状同心電極を筋肉中に 挿入し、筋肉に力を入れたと きに発生するパルス状の現象 電圧を記録または観察する	(1) 10~1000 c/s (2) 数 10 μ V~数 mV (3) 数 10~数 100 k Ω	初段真空管の雑音増幅器の入 力インピーダンスを高くする 必要あり
細胞電圧測定装置	単細胞、神経繊維等の静止電 位または活動電位を測定する	尖端の直径 1 μ ないし数 μ のガラスピペットに 3 Mol. KCl を充した微小電極を用 い信号電圧を取出す	(1) 0~数 10 kc (2) 数 100 μ V~数 10 mV (3) 数 10~数 100 M Ω	ピペットに付随する容量の補 償、初段管の格子電流を 10^{-12} A 以下とすること

* 信号源の性質は、1) 記録に必要な周波数帯域 2) 現象電圧の大きさ(尖頭-尖頭値)
3) 電極からみた発電源の内部インピーダンスで表わした。

* Review of Electronic Apparatus for Medical Use. By SUEO TAKAGI and HARUO KASAI, Members
(Faculty of Engineering, University of Tokyo). [資料番号 4895]

(4) 刺激または治療のための通電装置

(5) その他の関係装置

のごとく分類されている。上記の5項目についてそれぞれおもなる装置名、用途、測定法、信号源の特性、および問題点等を表示すると表1ないし表5のごとくである。

生体電気現象の記録装置すなわち心電計、脳波計等増幅器を主体とする装置については、文献(1)に詳

述してあるのでここに重複を避け、以下最近 Medical Electronics の方面で内外の注目をひいている装置について二、三の例をあげながら解説することとする。

3. Transducer を介して計測する電子装置

Transducer と増幅器を組合わせることによって種々の医学的なデータが得られるが、診断を精密に行なうためには、性能の優れた Transducer の開発が必

表2 生体の物理的な現象の計測装置

装 置 名	用 途	測 定 法	現象の周波数範囲	問 題 点 そ の 他
心 音 計 Phonocardiograph (P.C.G.)	心臓疾患の診断	胸部用マイクホロンまたは振動ピックアップを用い増幅器に高域の波器または帯域波器を併用して、周波数成分の分布から判定する。	20~800 c/s	規格の制定、性能の統一、記録方式の開発等
心 弾 動 計	循環器系に関する研究	心臓における血液の搏出によって生じる反作用を検出記録する。	数分の 1~20 c/s	振動系の特性、人体の保持方法
聴 力 計	聴 覚 の 診 断	純音の可聴最低音圧を患者の判定によって測定する。	10 ² ~10 ⁴ c/s	聴覚装置の信頼度と調整
自動電気血圧計	血圧を繰返し測定し、その結果を自動的に連続記録して診断の資料とする。	普通の血圧測定と同様にマンシエットを用い、加圧、減圧を自動的に行なわせ装置が情報判定確認した後圧力を打点によって記録する。		患者に与える苦痛ができるだけ軽くなるよう手段を講ずる必要がある。
眼底血圧計	脳出血をおこす動脈血管と眼底にある網膜中心動脈がほぼ同一の状態にあることから、眼球を介して血圧を計り脳内血圧を類推する。	眼球に外圧を加えて眼内圧を上昇させ網膜中心動脈の搏動を変化させて、これを変換器により電氣的に測定する。	0~数 10 c/s	Transducer の信頼度の向上

表3 生体を媒体とする装置

装 置 名	用 途	測 定 法	現象の周波数範囲	問 題 点 そ の 他
オキシメータ Oximeter	血液中の酸素飽和度を測定し心臓機能診断の資料とする	光線と光電池を耳垂の両側に置き血液内における光量の变化を測定する。		光電池の寿命および光学的なフィルタに問題がある。
エレクトロキモグラフ Electro-kimograph	心臓の機械的な動きを調べ心臓疾患の診断に利用する。	心臓のX線像をけい光板にうけ、その機械的偏位を光電管で測定する。	0.1~数 10 c/s	
皮膚電気抵抗計	東洋医学におけるいわゆる「つぼ」と皮膚の電気抵抗との間に密接な関係のあるところから皮膚各部の抵抗を測定し西洋医学との関連を明らかにする。	測定方法は極めて簡単に皮膚に装着した個定電極と人体の背部移動し得る小電極との間の抵抗を測定する。		測定点の数が非常に多いため測定を自動的に行なえるよう考案する必要あり。
皮膚電気反射計 Galvanic Skin Reflex (G.S.R.)	交感神経系の疾患に対する診断	手首と掌に各1個の電極を装着し、同電極を介してわずかな直流電流を通じておき交感神経の働きによる汗腺の抵抗変化を測定する	数分の 1~数 c/s	
指尖脈波計	指尖における脈波を測定し循環器系診断の資料とする	光線と光電池の間に指尖を挟み血液の吸光度の変化を測定する。		校正方法および光電池に問題がある。

表 4 刺激または治療のための通電装置

装 置 名	用 途	使 用 法	周 波 数	問 題 点 そ の 他
刺 激 装 置 Stimulator	生理学的研究の一つの手段として利用する。	電極を介して神経繊維その他に通電し、その電流によって生じる興奮を調べる	使用目的によって異なる。波形は主として矩形または単一衝撃波	漏れ電流の除去が極めて困難である。
低周波治療器	麻痺状態による神経系統の賦活	患部を挟んで白金板電極を用いて通電する。電流は閾値によって異なるが通常 4~5mA が適当	100~300 c/s 矩形波	医学的に直接の治療効果は求めがたいが精神的な効果の方が大きいとされている。
超短波治療器	関節炎、神経痛ロイマチス、捻挫等の治療	人体内の患部に誘電体膜による熱を生ぜしめて熱効果を利用する。	数 Mc	通信回線への妨害除去のため発振周波数の安定化

表 5 その他の関係装置

装 置 名	用 途	使 用 法	装 置 の 特 異 性	問 題 点 そ の 他
脳波分析器	脳波は主として波形そのものを観察することによって診断の資料とされているが、周波数成分に分析し診断をより客観的に行なうために使用する。	脳波の記録と並行して分析する場合もあるがこれではあるチャネルの現象の分析に限られるので一度磁気テープに波形を記録し改めて再生分析することが便利である。	周波数選択回路の帯域幅と使用個数にはまだ定説がなく、米英では 1~30 c/s の間に 24 個のろ波器を使用し、わが国では 1~60 c/s の範囲を 7 個の帯域ろ波器で分割している。	周波数選択増幅器の安定度、積分回路の直線性と S/N 等
磁気テープ録波装置	脳波、心電曲線、心音図等、超低周波領域におよぶ現象の記録再生に使用する	記録の際の録音レベルは充分監視する必要がある。	搬送波を使用して FM または PWM 変調を行ない、これをテープに記録する方法が一般にとられている。	テープのワウ・フラッタが問題であり精密な記録を行なうためにはこれらの補償が必要である。
相 関 計	現在では脳波または筋電図のデータ処理のために使用されている。	現象を一度高性能の磁気テープ記録器に記録した後相関を求める方法がとられている。	特に脳波用のものは遅延時間が長く数秒ないし 10 秒程度が必要とされている	遅延時間を長くするため色々な制約が出て来るがこの解決が相当困難である。

要である。現在の段階ではなお Transducer には多くの問題点があるが、ここにこの種の電子装置の数例を示す。

3.1 心音計⁽²⁾⁽³⁾

心臓の活動は、電気、機械、代謝の各現象となって表現される。したがって心機能に異常がある場合には、これら三つの方面からの観察によって診断し得るはずであるが、電気現象の面から観察しようとするものが心電計であり、従来はこの心電計から得られる所見に加えて聴診によって判断し得る機械的な現象所見その他を資料として診断が下されていた。しかるに聴診によって弁膜症、心奇形等の心雑音を心音の中から識別することは長年にわたる習練を必要とする。

Transducer として胸部用マイクロホンあるいは適当な振動ピックアップを用い、増幅器とろ波器の特性を適当に選べばこれらを介して心臓の機械的な運動を知ることが可能となる。すなわちこの装置が心音計と呼ばれるものであって記録された曲線群を心音図と言っている。心音計は最近特に注目をひいている循環器関係の装置の一つであるが、現在の段階では欧米の各

国においてもまだ統一された規格が制定されていない状態である。しかし技術的な面では必要なデータは確実に選択記録し得る域には充分到達している。

現象の周波数範囲は 20~800 c/s であるが、周波数強度の分布は約 15 dB/Oct の傾斜をもっており周波数の上昇と共に振幅が減少している。したがって診断資料として有効な記録を得るためには増幅器にろ波特性をもたせることが必要であり、約 25 dB/Oct のシャ断特性を有する高域ろ波器を用いかつそのシャ断周波数を 4 ないし 6 段の切換えとすることが賞用されている。

わが国においては現在心電計研究会（会長美甘義夫氏）で毎月一回心音計に関する問題点すなわち Transducer の較正方法、ろ波器等について討議が行なわれており、規格についても審議が進められている。

3.2 Oximeter⁽⁴⁾

Oximeter は血液中の酸素飽和度を非観血的にかつ迅速に測定し、心肺機能の臨床検査に応用する電子装置である。

動作原理は非常に簡単なものであって Transducer

としては、フィルタと光電池を組合わせたものを用い、光源と光電池の間に耳朶を挟み、光電池の出力電流を読みとるものである。これは HbO_2 と Hb との吸光度のスペクトル特性が図1に示すごとく異なっていることを利用するもので、構成図を示すと図2のようになる。イヤープースは光源の前面のガラスおよび透明な薄いゴム膜より成る圧力カプセルを有し、このカプセルの内圧を 200 mmHg にした場合虚血状態が得られる。しかるにこの内圧が零である通常の状態においては、耳朶の固有組織による吸光度と血液中で生じる吸光度の和であるから、カプセルの内圧を高くして虚血状態としたときの光電池の出力と内圧零のときのそれを比較することによって血液の吸光度を算出することができる。最近安定な増幅器と自動制御系を使用することにより血液の吸光度を連続的に記録し得る装置も発表されている。その構成図を図3に示した。

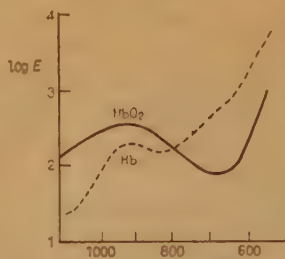


図1 HbO_2 および Hb の吸収スペクトル例



I: Iron-Selenium photocell と Wratten 87 セレンフィルタ

R: Wratten 29 フィルタ

図2 Oximeter の一例

上述のように本装置の原理ははなはだ簡単であるが、実際には光電池の安定度と寿命に対して問題がある。すなわち光電池が温度および湿度に対して弱いと言う点が大い欠点となり、便利な装置ではあるが信頼度が充分でないうらみがある。このような状態にあるため光電池の安定度の向上開発が要望されている。

上述のように本装置の原理ははなはだ簡単であるが、実際には光電池の安定度と寿命に対して問題がある。すなわち光電池が温度および湿度に対して弱いと言う点が大い欠点となり、便利な装置ではあるが信頼度が充分でないうらみがある。このような状態にあるため光電池の安定度の向上開発が要望されている。

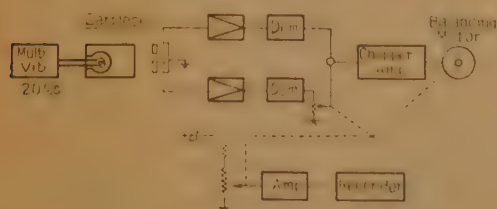


図3 自動記録 Oximeter

4. テレメータ⁽³⁾

テレメータは工業方面においては広く応用されている技術であるが、医学分野でも被検動物または人間が

自由に行動しているときの生理学的な機能の研究あるいは航空医学に応用されている。またこれとは別に最近のトランジスタの発達とそれに伴う小形部品の開発等によって、人体の胃腸内部の物理的もしくは化学的な情報を得るための超小形送信機としても利用されるようになった。

医用テレメータの技術は欧米においては既に相当な発達を遂げているようであるが、わが国における現状ではこの方面の研究がようやく盛んになろうとしている段階である。

4.1 医用テレメータの具備すべき条件

通常の生理学的な研究用装置として必要な特性は

- (1) 直流から 1 kc 程度までの現象を伝送し得ること、
- (2) 送信機のアンテナは無指向性で、わずかな機械的衝撃によって雑音を生じないこと、
- (3) 被検体に装着する装置の重量は 1 kg を越えないこと、
- (4) 操作が簡単で特に無線工学の知識をもたない医学者でも容易に取扱ひ得ること、
- (5) ラジオ、テレビジョンその他の通信回線に妨害を与えないこと

等である。

これらの要求は比較的容易に実現し得る面もあるが、医学におけるテレメータの特異性は必要な現象を被検体からどのようにして取出すかと言うことと、これの変調器への導き方であろう。

4.2 心電図用テレメータ装置

図4はトランジスタで構成された心電図の遠隔伝送用の FM 送信機ブロック図である。伝送を多重化する方法として FM-AM 方式を採用し、受信機出力側に帯域ろ波器を置いて分波しているが、これは通信工学の面からは常識であり別に変わったことではない。しかし、ここで問題となるのは、被検動物または被検者が動くと言うことであり、そのためアンテナと大地の容量が変化しこれに伴って生じる搬送周波数の移動である。したがって緩衝増幅器を使用するとか発振器

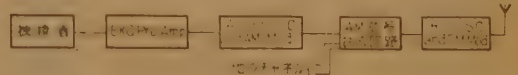


図4 FM-AM 変調テレメータ送受信機ブロック図

を水晶制御のものにすることが必要になる。VHF 帯を使用すれば外来雑音も少なく、周波数変調も行ない易い訳であるが、いずれにしても被検体と変調器との間の電氣的な回路の構成、無指向性で軽量のアンテナの設計等、実際の問題に当面すると色々な制約のため解決は容易でない。

4.3 胃腸用カプセル送信機

人間の胃腸内の医学的情報を得る目的のために、カプセル送信機が考案され、Zworykin⁽⁶⁾ 並びに Ardenne⁽⁷⁾ らによって開発された。この装置の出現するまではこれらの情報を得るためには口、鼻等から可撓性のパイプを通すかあるいは外科手術の際に調べるより方法がなかった。しかもこれらの測定方法によるときは患者に与える苦痛のため得たい情報とは異なる結果が出る怖れも多分にある訳である。

カプセル送信機はさして困難を感じることなく吞込むことができかつ胃腸内を不快感を起こさずに通過するよう、長さ約 3 cm 直径約 1 cm のプラスチックの円柱状の容器に納められている。内部には寿命約 10 時間の Ni-Cd 電池で動作するトランジスタ無線周波送信機をもっている。圧力の測定用の Transducer としてフェライトストレインゲージ、温度の測定用としてサーミスタまた PH 測定のために Sb 電極と Ag-AgCl 電極等を使用している。Zworykin らによって試作された圧力測定用のカプセル送信機の構造は図 5 に示すごときものであって、圧力によって周波数変調をかけ腹部近くに置かれたアンテナを経て FM 受信機で現象を取出している。このようにして得られた胃、空腸、盲腸の内圧曲線は図 6 のごときものであ

る。なおカプセルの位置は X 線の透視によって調べている。

最近わが国においてカプセルの内部電池を省き、外部から無線によってエネルギーを供給しようとする試みもある。

5. 磁気記録装置

医学現象の記録には通常ペンレコーダ、ヒートスタイルによる感熱紙への記録等の直記式あるいは電磁オシログラフ、陰極線オシロスコープによる写真撮影等が使用されている。しかし最近では記録波形をそのまま観察するのみにとどまらずこれらの波形に種々の操作を施し、別な観点から分析することが試みられるようになりつつある。

このような目的のためには、現象波形を一度忠実に磁気テープに記録しておく方法が便利である。一般に生体電気現象はその周波数成分が超低周波の領域にまたがるものが多く、中には直流を含むものもある。したがって場合によっては直流から数 kc/s までの周波数範囲が必要となる。このような記録を行ない必要に応じて再生する場合、医学的な要求としては、 $S/N=40$ dB, $S/D=30$ dB, 多重記録の際の漏話 $= -40$ dB 程度であればよい。

このような現象の磁気テープ記録の方法としては、(a) 面積法による直接記録方式、(b) FM 変調方式、(c) PWM 方式等が考えられるが、(a) は特殊なヘッドを必要としたレベル変動が避けられない S/D が余りよくない等の欠点がある。(b), (c) の方式ではいずれの場合でも $S/N=40$ dB, $S/D=40$ dB 程度を容易に実現し得る。以下医学現象のために考えられた装置の実例を挙げてみよう。

5.1 脳波磁気多重記録装置

現在使用されている脳波計のチャンネル数の標準は 12 であるが、これら 12 チャンネルの現象とマーカーおよび刻時用の各チャンネルを加えた合計 14 個の同時記録を行なう装置が筆者らによって試作された⁽⁸⁾。

市販の 1/4 インチ幅の磁気テープを用いるステレオ用テープデッキを利用し、テープ速度を 15 インチ/秒として上下の両トラックにそれぞれ 6 現象の脳波と刻時またはマーカー用の信号を FM 多重化方式で録波し得るようにした。本装置の構成図は図 7 のごときもので、変調器にはマルチバイブレータを用い、復調器としてはパルスレートメータ形を採用している。ただし搬送周波数の低いチャンネルでは S/D を改善す

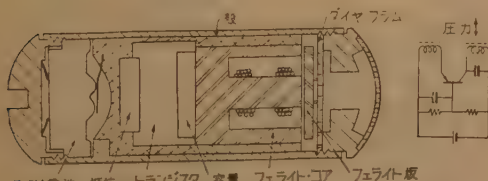


図 5 胃腸用カプセル送信機構成図並びに回路図

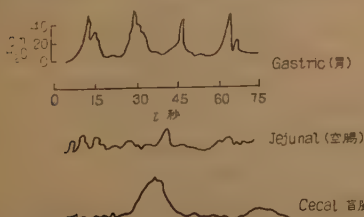


図 6 胃腸用カプセル送信機で得られた内圧変化

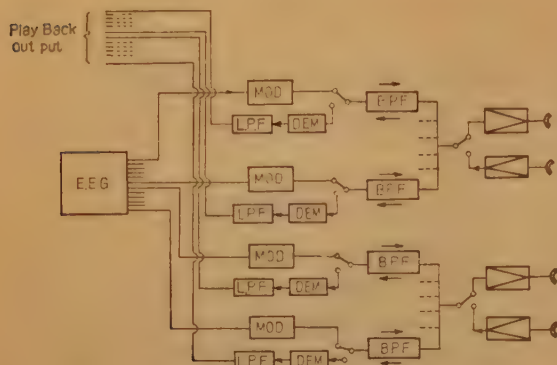


図7 脳波磁気多重記録装置

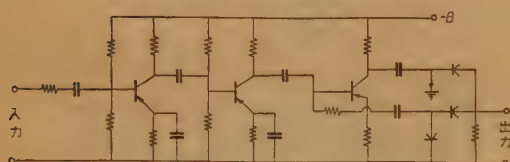


図8 搬送周波数を2倍にあげる復調器

るため図8に示すような搬送周波数を2倍に上げる復調回路を利用した。

5.2 細胞電位記録装置

微小電極法により細胞内の活動電位を記録するには、直流から数 kc までの周波数特性を必要とする。このような現象を磁気テープに記録するには色々な方法が考えられるが、筆者らはテープ速度 15 インチ/秒のステレオテープデッキを用い、現象をある周波数を境として高周波成分と低周波成分に分割し、これをそれぞれ上下のトラックに記録しておき、再生の際両者を合成する方法⁽⁹⁾を採用した。すなわちこの方式では高周波成分はそのままテープに記録し、直流を含む低周波成分は FM 変調方式によって記録する。試作装置の構成図は図9に示すときものである。

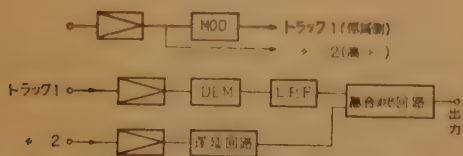


図9 生体活動電位記録用磁気録音器ブロック図

この方法の利点とするところは、テープ速度のあまり速くないレコーダを利用し得ることであるが、合成の際位相ひずみをもつ要素の多い高周波側のトラックの特性が問題となるので、高周波側の低域を充分のばし数 100 c/s で継合わせを行なうことが必要である。

6. 超音波の利用

超音波は戦後探傷器あるいは魚群探知器等として広く実用化されているが医学上の診断、治療、並びに生物学的な諸量の測定にもこれらの技術が応用されている。

6.1 組織による超音波の吸収⁽¹⁰⁾

生体内における超音波の吸収は物質の性質により周波数の影響を異にしており、身体組織による吸収係数並びに速度は表6に示すときである。大体骨

表6 身体組織における吸収係数並びに速度

吸収係数 (neper per cm)	1 Mc	2 Mc	4 Mc
Muscle (筋肉)	0.3	0.5	1
Fat (脂肪)	0.07	0.2	0.6
Bone (骨)	0.6-2		

速 度	
Muscle (筋肉)	1570 m/sec
Fat (脂肪)	1440
Bone (骨)	3360

以外の軟部組織の音響インピーダンスはほぼ水のそれに近い値である。

6.3 超音波を利用する診断装置

診断に応用するには人体における超音波の吸収、反射および屈折の現象を利用するが、超音波はX線とは伝はん状態が基本的に異なっているため、X線では見ることのできなかつた吸収、反射像の検出が可能になる。適当な寸法の Transducer を使用して指向性を

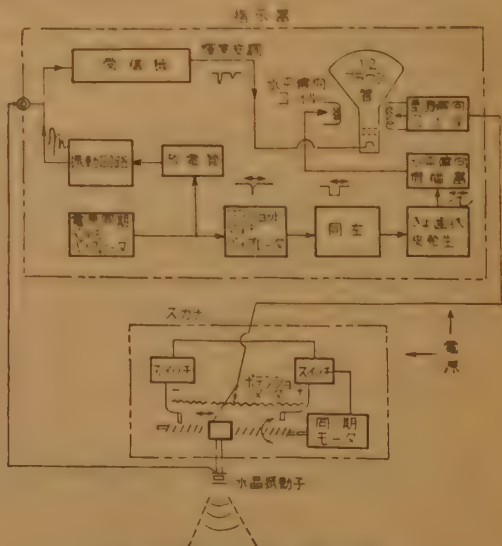


図10 超音波断層写真装置の構成

持たせれば、弱い Focusing lens を使用した場合より、鋭いビームを作ることができ、5~10 Mc/s 程度の周波数を用いて 0.3 mm 程度の組織構造を分析することも可能になって来る。ただし超音波の吸収は軟部組織では比較的大きいので診断する位置によっては使用し得る周波数が制限される場合も生じる。図 10 に山川氏⁽¹¹⁾らの超音波断層写真装置のブロック図を示したが、診断の実例として脳腫瘍、乳腫瘍、胆石等の検知がある。その他わが国においては吉田⁽¹²⁾、円子⁽¹³⁾氏らにより Doppler 法による心機能診断並びに末梢循環の研究が行なわれており、測定技術の進歩により多くの分野に応用されよう。

6.3 超音波利用計測⁽¹⁴⁾

6.3.1 超音波血流計 生体の循環系の計測として用いられる血流量の測定方法は観血的なものと非観血的な方法とがあるが血管を切断することなく測定を行ない得ることが重要であり、理想的条件としては心臓の 1 サイクルの間の流量変化の定量的測定が可能であること、測定値と流量とに直線関係がある等である。超音波血流計はこれら諸々の要求を充たすものである。図 11 にそのブロック図を示すが血管をはさん

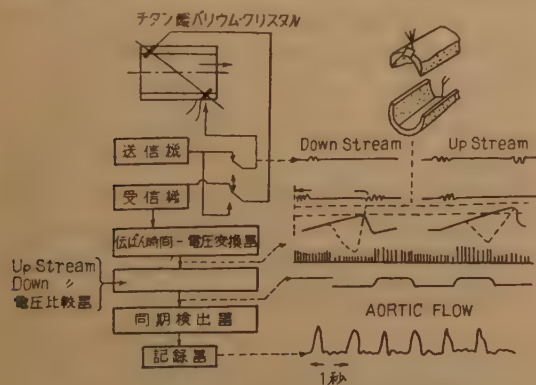


図 11 超音波血流計ブロックダイアグラム

で設置された送受クリスタル各 1 組を 400 c/s にて交互に切換えて使用し、共振周波数は 3 Mc である。受信機を経て up-stream と down-stream の伝ばん時間 Δt を測定すると次式のように表わせ、これにより流速が求まる。

$$\Delta t = \frac{2D_v}{C^3 - v^3} \approx \frac{2D_v}{C^2}$$

ここに D : 変換器間の距離, C : 音速, v : 流速である。

しかしパルスの伝ばん時間差は血流速度 1 m/sec, 血液中での音速を 1500 m/sec. Transducer の間隔を

25.4 mm とすると 2×10^{-8} sec となり、極めて短い時間の測定を必要とするためパルスの立上がり特性等の優れた装置により正確に立上がり位置を再現することが必要となる。

この装置では変換器が小形であり、生理的条件下での測定には好都合であるが装置が複雑となる欠点をもっている。しかし動物実験において各部血管に変換器を設置して切換えて各所の血流量を測定する際等には優れており、今後も異なる原理を用いた超音波血流量計が開発されよう。

6.3.2 血液濃度の測定 血液濃度を測定する“Ultra-viscoson”が商品化されており、濃度変化は自動的に測定され図式的に記録される。測定機構は μW 程度の電力強度を用いて、血液の特性に関する超音波エネルギーの減衰を測定するものである。血栓症の患者の血液濃度変化の研究等に利用される。

7. T.V. 技術の応用

T.V. 技術の発達に伴ってこれを医学にも応用することが Zworykin その他により考えられた、その始めとして閉回路カメラ、受像機を使用する臨床医学教育があり、この方法は受像機の数と場所に制限を受けないためいままでの臨床講義の際の不便さを一挙に解決したと言える。このように T.V. の利用には、閉回路 T.V. を利用した観測装置と T.V. 回路における Video 信号からの定量的情報の収集がある。

7.1 T.V. 顕微鏡⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾

従来顕微鏡で資料を観察する場合には染色等の処置を行なう必要があったが、紫外線を光源として使用すれば核、原形質等により紫外線の吸収スペクトルが異なることが既に 1904 年 Köhler により発見されて

いた。しかし紫外線は目で直接観測し得ないため染色処理等を必要とせず生きているまま観測できる紫外線顕微鏡の実現が遅れていたが、

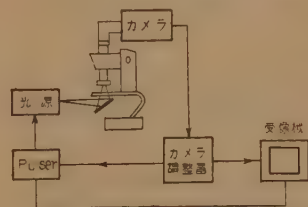


図 12 T.V. 顕微鏡構成図

T.V. 技術を用いて紫外線のスペクトルを紫外線に高感度の撮像管を使用して可視光線スペクトルに転換することが可能となった。その構成図は図 12 のごときものである。

このような走査形顕微鏡は光学顕微鏡に比してつぎのような特長がある。すなわち

- (1) 大きく明るい像が得られる。
- (2) 観察標本のコントラストを高めることができる。
- (3) 直接赤外線から紫外線までの光源で観察することができる。
- (4) Video 信号の電氣的 Processing により定量的情報を引出すことができる。

等である。

7.2 癌細胞検出装置⁽¹⁷⁾

正常の核と癌細胞との核では直径並びに吸収量が異なることを利用してこの2つのデータ, すなわち振幅とパルス幅により, 正常と異常とに区別して両者の数をカウントし, 正常な物の数が一万個に達するまで装置の動作を継続させる。このようにして正常なものと異常なものとの割合が迅速にカウントされる。この装置のブロック図は図 13 に示すときのものであり, 選別の際のおもな誤差としては, 同一走査線上に2つの核があっても1個としてカウントすること, Video 信号における雑音等が挙げられる。この装置により予備検出が極めて容易になり癌の早期発見等に有効となる。なお同種装置として血球自動カウンタ⁽¹⁸⁾等がある。

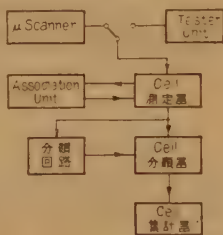


図13 自動癌細胞予備検出器

8. 医学におけるデータプロセシング

通信工学の発達により工学関係においては, 最近 Data processing が盛んに利用されているが, 医学の分野においてもこの技術が順次利用されつつある。

比較的早くから行なわれていたものとして脳波の分析を挙げることができるが, これがさらに進んで相関計の利用に発展した。またこれとは別に統計的な処理によって, 現象を分かり易い形に変えて観察しようとする試みも実用に供されている。

8.1 脳波分析器

可聴周波帯における周波数分析が早くから進歩していた関係から脳波の周波数を変換して可聴周波帯に持ち上げ分析する方法⁽¹⁹⁾もあったが, 現在では超低周波の領域で直接分析を行なう方法が採用されている。

図 14 は筆者等が開発した試作装置⁽²⁰⁾のブロック図であって, 周波数範囲 1~60 c/s の間に7個の帯域選択増幅器を置きその各々の出力を連続記録して観

し, あるいは各々の出力をそれぞれ整流して相続く10秒ごとの積分値として結果を与えるとき構造としたものである。

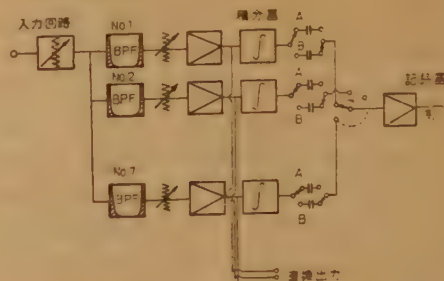


図 14 脳波分析器ブロック図

8.2 脳波相関計

周波数分析を行なうことと, 自己相関関数を求めることは, 理論的に等しいことであるが, 脳波を観察する方法としていずれが有利であるかはまだ明らかにされていない。

Wiener⁽²¹⁾によれば脳波の自己相関を求める場合, 遅延時間 τ を10数秒まで延ばしてはじめて明瞭になる種類の現象も存在すると言われているが, 超低周波領域の相関計で τ を大きくすることは装置の設計上色々と厄介な問題が付随する。最近における医学者の報告⁽²²⁾では τ を数秒としたデータも多いようであるが, 筆者等はこれらの問題に対しある程度の目安を得る目的から τ を約10秒とした標準化アナログ形式の相関計⁽²³⁾を試作した。

現象の記録および遅延機構として, この試作装置のために設計した2トラックの特殊テープレコーダを利用し, 1/4 インチ幅の磁気テープ約16mを無終端環として装着した。図 15 は録音部のブロック図であり,

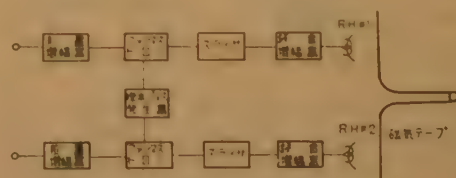


図 15 相関計録音部

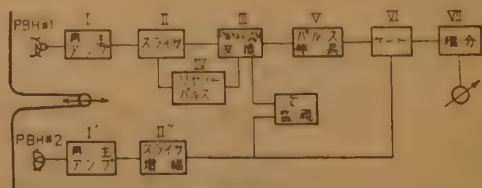


図 16 相関計計算部

また図 16 は計算部のブロック図を示したものである。録音時のテープ速度は 3 インチ/秒で約 3 分の脳波のデータを記録し、計算時にはテープ速度を 15 インチ/秒にあげて演算を行ない、 τ の最小歩み 10 ms で τ 約 10 秒までの自己相関関数を自動的に描記し得る構造とした。

8.3 電子計算機的应用

電子計算機は医学分野においても重要な役割をもつようになって来ているが、その用途としては研究用に使用されるものと、診断に役立たせるものとに大別することができる。

(a) 研究用計算機 研究用の計算機としては、細胞内の代謝過程研究のための化学方程式を解くこと⁽²⁴⁾、循環器系の制御機構の解明、心筋の仕事量等の記録、あるいは生体現象において種々のデータが豊富にあるにもかかわらずこれらの情報を有効に利用されていない面もあるので、データになんらかの処理をほどこし新たな情報として引出す試みも行なわれている。すなわち、その一つは先にあげた相関計の利用であり、他は ALMIDO (Amplitude and Latency Measuring Instrument with Digital Output) 等である。

ここでは一例として循環器系の血圧制御機構に関する研究⁽²⁵⁾を紹介することとする。

人体の血圧制御機

構は図 17 に示すごときのものであって、動脈血管内の圧変動は頸動脈洞 (Carotid sinus) にある圧受容器を介して中枢に伝達され、中枢内の神 図 17 人体における血圧制御機構経機構の作用によって、血管の平滑筋の収縮様式を調整し血圧が制御されている。

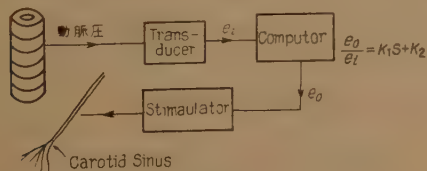


図 18 制御機構ブロック図

この際の伝達関数は

$$\frac{n}{P - P_0} = k_1 S + k_2$$

にて表わされる。 n は Carotid sinus におけるインパ

ルスの周波数、 P は Carotid sinus における圧力、 P_0 は Carotid sinus においてインパルスを生じ得る最小静的圧力、 S は Laplace 演算子、 k_1, k_2 は定数、したがってこれを Computer 並びに Stimulator に置換えることが可能であり、ブロック図を示せば図 18 のごとくなる。

このようにすれば、Computer の挿入により外界条件等、血圧を変化させる因子の影響を打消すことができ、たとえば犬における実験で 1 時間以上にわたって血圧を一定に保つことが可能であったと報ぜられている。

(b) 診断用計算機 この数年来診断の目的に電子計算機を利用すること⁽²⁶⁾が考えられており、病気の症状の解析による診断表の作成、可能性のある病気群判別のための検査の指示、診断確率の計算、病気群と症状群および予後予測の統計等の目的に使用されつつある。

このような目的のために計算機を用いる場合の利点としては、理論、確率、統計および治療方法の点で医師の有用な助けとなる外、診断および治療の面で新分野が開拓できることになる。そのためにはより多くの新しい検査法を必要とすることになるし、無駄な検査を省き最少の検査で確実な診断が下せるようになるためには、いまままでに判っている医学データを基とした統計、確率計算並びにデータ処理等の結果の集積を記憶させ得る極めて記録容量の大きい計算機を必要とする。

9. 結 言

以上医用電子装置において注目されているものについての概略を述べた。最近ソ連において既に 100 以上の病気を数%の確度で診断できる計算機が活動を始め、また米国において Cornell Medical Center 等にて同様の試みが成されている⁽²⁷⁾。将来これら各種装置の発達が期待されるが、健康管理の面における著しい発展が考えられる。終りに臨み日頃御指導いただいている阪本教授に深甚の謝意を表する次第である。

文 献

- (1) 阪本：“医用電子装置”，信学誌，41, p 1074, (昭 33-11)。
- (2) A.A. Luisada, R. Zalter: “A new standardized and calibrated phonocardiographic system” Trans. I.R.E. on M.E. ME-7, p 15, (Jan. 1960)。
- (3) 吉村：“心音計について”，医用電子装置専委資料，(昭 34-6-23)。

- (4) W. Paul: "Oximetry", Trans. I.R.E. on ME PGME-11 p 34, (July 1958).
- (5) H.G. Beenken and F.L. Dunn: "Short distance radio telemetering of physiological information", Trans. IRE on ME PGME-12, p 53, (Dec. 1958).
- (6) J.F. Farrar, V.K. Zworykin and J. Baum: "Pressure-sensitive telemetering capsule for study of gastrointestinal mobility", Science **126**, p 975, (Nov. 1957).
- (7) M. Von A'rdenne: "Die Technik des verschluckbaren Intestinalsenders", Nachr. Tech. **9**, p 449, (Okt. 1959).
- (8) 阪本, 高木, 斉藤, 石渡: "ELF 波の多重磁気録音", 昭 34 信学大全 89.
- (9) 阪本, 高木, 斉藤, 中村: "生体活動電位記録用磁気録音装置の試作", 昭 34 連大 1090.
- (10) H.P. Schwan: "Absorption of ultrasound by tissues and biological matter", I.R.E. **49**, p 1959, (Nov. 1959).
- (11) 山川, 和賀井, 菊池, 内田: "診断領域における超音波の応用", 医用電子装置専委資料 (昭 34-2-17).
- (12) 吉田, 仁村, 高岸, 中西, 里村: "心機能診断に於ける超音波の応用", 医用電子装置専委資料 (昭 35-6-17).
- (13) 金子, 里村, 小牟田, 小谷: "超音波による末梢循環の研究", 医用電子装置専委資料 (昭 35-6-17).
- (14) J.F. Herrick: "Application of ultrasound to biological measurements", I.R.E. **49**, p 1967, (Nov. 1959).
- (15) H.P. Hovnanian and R.B. Holt: Recent developments in color translating ultraviolet microscopy", Trans. I.R.E. on ME PGME-5, p 3, (July 1956).
- (16) R.C. Bostran: "A projection microphotometer for quantitative microscopy", Trans. IRE on ME PGME-7 p 20, (Dec. 1956).
- (17) R.C. Bostran, H.S. Sawyer and W.E. Tolles: "Instrumentation for automatically prescreening cytological smears", I.R.E. **49**, p 1895, (Nov. 1959).
- (18) N.E. Alexander and D.P. Glick: "Automatic counting bacterial cultures-A new machine", Trans. I.R.E. on ME PGME-12, p 89, (Dec. 1958).
- (19) A.M. Grass and A.A. Gibbs: "Fourier transform of the electroencephalogram", Jour. of Neurophysiology **1**, p 521 (Nov. 1938).
- (20) 阪本, 高木, 戸室: "ELF 領域における周波数分析", 昭 31 信学大全 180.
- (21) N. Wiener: "Brain waves and the interferometer", 日本生理学雑誌 **18**, p 499, (昭 31-08).
- (22) たとえば J.S. Barlow: "Rhythmic activity induced by photic stimulation in relation to intrinsic & activity of the brain in main", electroencephalography and Clinical Neurophysiology **12**, p 312, (May 1960).
- (23) 阪本, 宮川, 高木, 葛西, 石渡: "超低周波相関計の試作", 昭 35 連大 243.
- (24) B. Chance: "Electron transfer in biological systems", I.R.E. **49**, p 1821, (Nov. 1959).
- (25) H.R. Warner: "The use of an analog computers for analysis of control mechanism in the circulation", I.R.E. **49**, p 1913, (Nov. 1959).
- (26) R.S. Ledley and L.B. Lusted: The use of electronic computers to aid in medical diagnosis", I.R.E. **49**, p 1970, (Nov. 1959).
- (27) "Electronics assist the doctor" I.S.A. Journal, **6**, p 52, (Dec. 1959).

採録決定論文

12 月編集会分 [] 内の数字は寄稿月日

- 岡島徹, 大島弘至: 広帯域パラメトロン増幅器 [35.7.20, 11.26]
 青柳健次, 宮脇一男, 前川頼男: ビリオドグラム計算機 [35.10.12]
 新保修: 多重信号の非直線ひずみについて [35.6.7]
 中田和男, 角川靖夫: 日本語まざつ音の合成 [35.8.22]
 喜連川隆, 有田不二男: 金網入り透電体ラドーム [34.11.27, 35.7.5]
 新保修: 雑音を伴った多重 FM 信号の復調方式に関する理論的考察 [35.7.18, 10.24]
 大和茂樹, 渡辺堅也, 室賀弘, 奥田二郎: 電子交換機の一方式とその使用実績について [35.10.5]
 雁部頼一: 入線の保留時間が出線より長い待時式完全線群 [35.9.6]
 高島堅助: パラメトロン計算機 M-1 の運営状況について [35.9.8]
 藤井忠邦, 綾木和雄, 阿部男: 大電力ミリ波磁電管 [35.11.4]
 山本達夫, 岸本晃: 江崎ダイオードによるパラメータ励振および増幅 [35.7.18]
 富田泰夫, 山口強: チタン酸バリウム磁器の分極現象と電わい方程式に対する二, 三の考察 [36.10.6]

ニュース

◆日台間散乱波通信回線の開設決まる

国際電電(株)では1957年夏以降1か半年にわたってテストを行なった超短波散乱波通信方式によって、大阪・台北間に多重電信回線を開設すべく台北国際電台と折衝を続けてきたが、今夏ようやく台北側で同国政府の正式許可が得られたとの通知を得たので、早速技術者4名を派遣して具体的な事項を打合わせた結果、下記の要領で散乱波回線を開くことに両者の意見が一致した。

周波数: 30~50 Mc

容量: 時分割4重印刷電信 (ARQ 付)

送信電力: 20 kW (平均電力)

変調方式: 2 トーン方式 (6 kc 間隔)

受信: 2 重スペースダイバシティ

空中線: 反射器付カーテン形

利得 21 dB, 前後比 25 dB 以上

距離: 1700 km 強

使用する送・受信所は大阪では短波同様河内・小野であるが、台北では現存短波送・受信所では前方の山が障害となるため、西海岸寄りに新しく送・受信所を設ける予定であるという。したがって今から準備を始めても本回線の商用化は1962年末以降になると予想される。

ともあれ、この散乱波通信の活用は最近とみに逼迫した短波周波数の不足を補い、しかも良質な電信回線が得られるものと大いに期待されている。

◆27 Mc 帯を簡易無線に開放

郵政省電波監理局では27 Mc 帯に簡易無線業務用の周波数帯を設け、従来以上に簡単な一般市民的な業務にも割当てる方針を打ち出そうとしている。

この周波数帯はいわゆる工業科学医療用周波数 271, 20 kc の前後 0.6% にあたり、この間に8 kc おきに39チャンネルの個別周波数を設けようとするものである。電力は最大3 W 程度と考えられるが、都市雑音の少ない地域では2, 3 km はなれた通信も充分可能と予想されるので、用途いかんによっては相当数の需要が見込まれる。広い農場や牧場、山間僻地、グループ登山用、個人医者の連絡用などその偉力は高く評価されるであろう。

なによりもチャンネル数が格段に多く、従来なら免許になりにくかったような業務にも期待できるのが、最大の魅力であろう。

電波形式は A₁ だが、チャンネルによっては A₁, A₂ も認められるはずで、玩具飛行機のテレ・コントロールなどはそのチャンネルでやればよい。ただ、他からの混信保護はうけられないので、都心などでは効果はあまり期待できないであろう。また、テレビの中間周波に近いので使えば自分の家のテレビの同期が飛ぶということも考えられる。この点については、装置自体のアンテナ以外は使用を禁止するなどの処置が考えられる。

◆警視庁 東京タワーから無線指令

警察庁では警察活動の能率化を目的としてかねてから警察官個人装備用無線線の強化を計画中であったが、その一環として無線指令受信用超短波受令機の開発を行ないようやく実用の段階に至った。本受令機は30 Mc 帯 FM 受信機で、警察官の携帯使用に便利ように工夫された全トランジスタ化小形セットである。



受 令 機

首都東京の治安に当たる警視庁ではその管轄範囲が中心市街地区はもとより遠く三多摩地区にまで達しており、この広範な地域に対して有効なカバレッジを得るため、親局送信設備を東京タワーに設置し、このほど都下全域に無線指令を開始した。

送信設備の概要はつぎの通りである。

1. 送信装置

出力: 30 Mc 帯 約 300 W

設置場所: 大展望台2階(地上約125 m)

2. アンテナ

設置場所: 支持塔体最上部(地上約250 m)

形式: スーパー・ゲイン形垂直アンテナ
塔体4側面(1段)

大 小: ダイポール長 約 5 m

反射板 幅約 6 m 高さ約 7 m

ダイポール・反射板間隔 2 m

偏 波 面: 垂直偏波

水平指向性: 水平面無指向性

指向偏差 ±3 dB 以内

定在波比: VSWR 1.1 以下

電力利得: 0 dB

サービスエリアはタワーを中心として半径約40 km、八王子市を含むほか神奈川・埼玉・千葉の隣接県の一部にまで達しており警視庁に新たな大きな偉力を加えている。なお送信設備はすべて警視庁から遠隔制御されている。

警察庁では今後6大都市はじめ全国主要都市に無線指令施設を行ない警察力の増強を計る予定であるという。

◆C1 形クロスパー交換方式の

試用試験始まる

わが国では、小局の自動化に古くから A4 号小自動交換機が使用されてきたが、近年における電話回線網の飛躍的な増大とともに、この方式では近代的な小自動局としての機能を満足しえなくなった。

各種の交換方式の検討、諸外国の状況等を調査した結果、経済的に小局を運営するには“クロスパー方式による無人自動化が最も有利である”との見通しがえられ、収容加入者数240以下のC1形クロスパーが試作され、11月中旬に電電公社の東京、関東、近畿通信局管内の職員アパート3か所に設置され、試用試験に入った。

この交換装置は中継交換機能をもたない単なる加入者線交換機であり、わが国のクロスパー方式中最小容量のものである。フレーム構成は2段構成で、対局条件は直接親局のみに線路を設ける。いわゆる切替方式が採用され、共通制御装置が極めて簡易化されている。

交換機容量は、1フレーム(80)、2フレーム(160)、3フ

レーム(240)と3段階に分けて設置可能であり、局階位としては端局、縦局いずれも装置内の布線変更程度で極めて簡単に適応できる。従局の場合、単一機種でA、H、XB共電の各種の親局に適合し、加入者クラスも単独、2共同、代表、公衆、地域団体加入の識別が可能である。

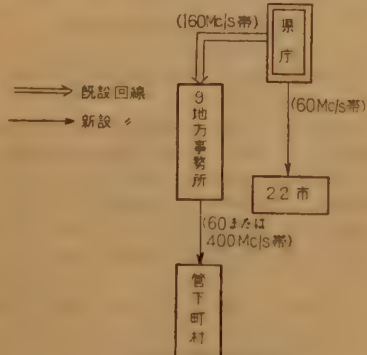
装置は交換機、電源装置、収容箱の3要素からなり、組立式の収容箱が従来の場合の代用品として使用される。この収容箱は $2.4 \times 1.1 \times 2.4$ (m)程度の箱をユニットとしたもので、自動車運搬が可能である。このユニットを2~3個並べて交換局ができあがる。電源装置は全浮動用整流装置と密閉形蓄電池1組からなる端電池方式が採用されている。

この方式は可搬形電話局装置とも称されうもので、取付、取外しが簡単なので、将来1000加入程度の交換局の設置が予想される地域であっても、直ちにこれを建設することが不経済な場合は、取あえずC1形でサービスを開始し、適当な時期にC2形等に切替えることも考えられている。

◆愛知県で防災用無線通信網拡充

相つづ災害に備えて、各都道府県ではVHF帯で県内連絡の無線通信網(移動局を含む)を整備、拡充しようとする傾向が強くなってきた。愛知県では昭和28年以来、県行政のため、県庁と地方事務所を結ぶVHF帯(162~170 Mc/s帯)固定回線を本宮山を中継所として実施してきたが、昨年9月26日東海地方をおそった伊勢湾台風の深刻な被害の体験にかんがみ、防災態勢を確立する目的で、前記回線を拡張し、県庁と直接各市町村とを連絡するという図1のごとき構想で、無線通信網の整備計画を作成し、その一部分が本年度分として9月に郵政省より免許になった。今回免許されたのは固定局78局(実用化試験局を含む)で、これに要した経費は約7000万円である。

なお同県は、各河川の治水管理および道路管理を目的とした水防行政について、無線回線によって昭和33年以来、業務を開始している。



愛知県における無線通信網計画の構想

◆新形受像管を使用したカラー受像機を試作

3電子銃シャドウマスキングカラー受像管を使用したカラー受像機では、3電子ビームのミスコンバーゼンスによる色ずれが起こりやすいこと、不規則なミスコンバーゼンスを防ぐために大きな偏向電力を要すること、およびシャドウマスキングの透過率や、けい光体の発光能率が悪いことなど画面が暗いことの諸点大きな欠点としてあげられる。

電波技術協会カラー受像管試作委員会では昭和33年以来、わが国状に適した17形(43cm)角形シャドウマスキング3電子銃カラー受像管を開発し、すでにこれらを使ったカラー受像機が量産されているが、この受像管はRCAの21CYP22と同形の電子銃を使用したもので、前述の諸点は改善されなかった。同委員会では引き続き昭和34年から、NHK技術が中心となり、関係各社の協力により前述の欠点を改良するため研

究を進め、3電子ビームの間隔をせまくした新形17形カラー受像管を開発し、NHK技研でこれを使用した受像機を試作した。

新形受像管では、偏向中心における3電子ビームの管軸からの距離を従来の6.5mmから5mmに縮小したので、コンバーゼンスを劣化させずに、偏向コイルの直径を小さくすることができ、この受像機には直径を従来の形より10%縮小した新形銅製コイルを使用し、水平偏向電力を20%減少させた。また、3電子ビームの間隔の縮小により、動コンバーゼンス補正を行わねばならぬ、画面周辺部のミスコンバーゼンス量が従来の受像管に比べて約30%減少したので、動コンバーゼンスの調整が容易になり、調整後の安定度も向上し、色ずれが目立たなくなった。

今後は受像管のシャドウマスク、けい光体の改良によって残された明るさの向上という問題の解決が望まれる。



上: 従来の受像管の3電子銃
下: 新形受像管の3電子銃
(各電子銃を小形にして電子銃相互の間隔を縮小)
従来の形と新形受像管の電子銃の比較

◆ヘリコプタ用テレビカメラを試作

NHKでは、イメージオルシコンカメラと815Mcの送信機をもつ移動局をベル47D形ヘリコプタに搭載し、空中から撮影した映像をUHF帯の電波で局地的に地上の基地局に中継するヘリコプタ用特殊テレビジョンカメラの試作を完成した。

移動局は場所と重量とを極端に制限されるので、機器全重量は約90kgにしてある。カメラヘッドにはF. 2.8, f. 45~200mmのズームレンズとイメージオルシコンおよびその付属回路のみを収容し、回路の大部分をカメラ制御器に移して小形軽量化をはかっている。カメラ制御器は複合同期信号を発生する同期信号盤を内蔵、モニタは映像と波形を一面に切換えて監視する。送信機出力は2W、送信空中線はヘリカル形4素子で無指向性である。すべての機械はカメラマン1名で安全に、便利に操作できるように設計されており、12V 20AHの蓄電池2個により約3.5時間の連続使用が可能であるという。

基地局はヘリコプタを追跡する受信空中線を含む受信装置



モニタ、ビデオ・ファインダとしてカメラヘッドの上部に取付た場合



左側カメラ制御器、右側 UHF 送信機

と、映像を制御監視する制御装置に分かれている。

移動局—基地局間は4kmの使用距離があり、連絡電話やタリ—信号は1W形のウォーク・トークによりプレストーク方式で通話できる。

◆薄膜パラメトロン海外で注目さる

最近パラメトロンが海外、とくに米国で次第に注目されるようになってきた。東京電気化学(株)では1960年度ウェスタン・ショウに試作薄膜パラメトロンを用いたカウンタを出品したが、これは磁性薄膜の実用化とパラメトロン技術の新生面を開拓するものとして、大きな注目を集めたといわれる。

これは論理回路素子に薄膜パラメトロンを使用したもので、カウンタは18個の薄膜パラメトロンと構成部品が総てプリント配線されたプラグ・イン方式のパッケージとなっており、1ユニット当たり500個実装される。おもな性能はクロック500kc、消費電力3mW、動作温度範囲-30~120°Cといわれる。周知のように、薄膜のパラメトロンへの応用は①スイッチング速度が極めて速い②フェライトに比べキュリー点が高く高温に耐える③高導磁率材料のため本質的に小形化が可能で消費電力が少ない④ユニットの構成が簡単などの利点を持ち非常に有望視されている。

薄膜の製法には、電着と蒸着の2方式があり、同社の方法は銅線上に磁性材料をメッキし、その上に巻線した電着式のものである。蒸着式は国際電電研究所で数年前から研究に着手しており、これはガラス、プラスチック、ステンレスなどにモリブデン・パーマロイを厚さ1~2μに蒸着するものである。最近のデータでは、スイッチング・タイム5μs、Hc 0.5, Bm 10,000, 励振30Mc。なお同研究所の技術指導により東京電気化学、東北金属の2社が薄膜工業化を進めているが、最近では99%の歩留が得られる段階となったと伝えられ、量産化によるコスト・ダウンに明るい見通しが得られ、メモリやリアクトロンの応用可能な点、これら計算機素子の実用化には大きな期待が寄せられている。

◆カムボジャへTV放送機輸出

去る6月カムボジャ政府により同国最初のTV放送局設置のための国際入札が行なわれたが、このほど欧米有力メーカーと激しい競争の末、日本電気(株)の落札が決定した。この計画は首都プノンペンに5kW放送局と同国唯一の海港シヤムークビルなどをカバーするようボコールに100W中継局を設置するもので、明年7.8月頃電波発射の予定であるという。

この契約により供給される機器は、プノンペン局用として5kW TV送信機、アンテナ、100メートル鉄塔、スタジオ機器、テレビ中継車1台等、またボコール中継局用としては

100W テレビ送信機、アンテナ等、並びに中継放送に必要な一切の機器が含まれ、総額約1億4千万円に達する模様。

なお、この輸出は沖縄に同じ日本電気により供給された2局を除けば、日本よりのTV局プラント輸出第1号となったわけであり、東南アジア向を初め、テレビ放送装置輸出の口火を切るものとして注目されている。

◆1,000 Mc で1Wを得た半導体装置

米国加州のPacific Semiconductors, Inc. (略称P.S.I.)では、今年の夏ロスアンゼルスで開かれたI.R.E.のWESCON大会において、1,000 Mcで出力1Wの半導体装置を発表、注目をひいた。

この装置はトランジスタの発振器、増幅器と可変電圧容量を用いた周波数通信器の組合わせによるもので、従来の技術による限界を一新したものである。その系統図を示すと、

水晶発振器 31.25 Mc 第1通信器 62.5 Mc 第1増幅器—第2通信器 125 Mc 第2増幅器—第3通信器 250 Mc 第4通信器 500 Mc 第5通信器 1000 Mc 50Ω 負荷

となっており、通信器は第1通信器のみが直列形で第2~第5通信器はいずれも並列形、水晶発振器の出力は約280mW、第1増幅器は入力200mW、出力1.5W、第2増幅器の入力1.2W、出力3.5Wで最終出力1000Mc、1Wを得ているという。

なお使用トランジスタは水晶発振器2N1410、第1増幅器2N1506、第2増幅器はPT530で、可変電圧容量はP.S.I.社で開発したQの高い“Vari-Cap”(同社商品名)が使用されている。(IRE WESCON Record 1960より)

標準電波の偏差表 郵政省電波研究所

JJY STANDARD-FREQUENCY TRANSMISSIONS

(The Radio Research Laboratories)

Frequencies

2.5 Mc/s, 5 Mc/s, 10 Mc/s, 15 Mc/s,

Date	Frequency Deviation Parts in 10^9 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.	Date	Frequency Deviation Parts in 10^9 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.
1960 May			1960 May		
1	+ 7	+11	16	+ 8	+22
2	+ 8	+11	17	+ 9	+23
3	+ 8	+12	18	+ 9	+24
4	+ 9	+13	19	+ 9	+25
5	+ 9	+13	20	+ 9	+25
6	+10	+14	21	+ 9	+26
7	+10	+15	22	+ 9	+27
8	+10	+16	23	+ 9	+28
9	+10	+17	24	+ 9	+28
10	+10	+18	25	+ 8	+29
11	+10	+19	26	+10	+30
12	+10	+19	27	+11	+31
13	+10	+20	28	+10*	+32
14	+11*	+21	29	+ 5	+32
15	+ 7	+22	30	+ 6	+32
			31	+ 6	+33

The values are based on the Time Service Bulletin from the Tokyo Astronomical Observatory.

*Adjustments were made on the days indicated by *

小関	西口	一良	郎君	()	電 電 公 社
新	堀田	達也	君	(調査幹事)	通 研
安	田	次君	(編集顧問)	NHK技研	
蛸	崎友	治君	()	東 芝 マ	研
大	村	藏君	()	通 研	倉
吉	崎木	道君	()	通 研	研
矢	三	作君	()	NHK技研	
平	山	郎君	()	早 大	電
原	島	治君	()	日 東	大 電
滝	保	夫君	()	日 東	大 電
見	目	道君	()	富 士	通 研
生	田	滋君	()	電 電 公 社	
大	谷	薫君	()	通 研	
小	口	文	()	通 研	

(二) 昭和 35 年度後期 (第 13 回) 稲田賞委員会委員名簿

(41 名)

委員長	三 熊 文 雄君	(副会長)	N H K
幹 事	柳 井 久 義君	(庶務幹事)	東 大
	副 島 光 積君	(編集幹事)	早 大
	関 口 良 雅君	()	通 研
委 員	都 宮 敏 男君	(調査幹事)	東 大
	野 村 達 治君	(理事)	NHK技研
	伊 藤 義 一君	(編集幹事)	通 研
	河 津 祐 元君	()	電 電 公 社
	小 西 一 郎君	()	東 工 研
	末 武 国 引君	(調査幹事)	通 研
	新 橋 秀 俊君	(S, 1)	東 大
	高 野 健君	(S, 2)	松 下 通
	孝 能 彦君	(S, 3, 4)	小 林 理 研
	岡 本 実君	(S, 5)	東 大 航 研
	小 文 一君	(S, 7)	通 研
	小 池 二 郎君	(S, 8)	東 北 大
	岡 部 比 古君	(S, 9)	東 芝 マ 研
	川 田 大 介君	(S, 11)	電 電 公 社
	染 谷 勲君	(S, 12)	通 研
	鈴 木 桂 二君	(S, 13)	NHK技研
	滝 保 夫君	(理 論)	東 大
	武 井 健 三君	(音・振)	電 通 大
	喜 田 村 善 一君	(計測応用)	阪 大
	大 島 信 太 郎君	()	国 際 電 研
	田 宮 滋君	()	東 大 航 研
	武 藤 時 雄君	(材料部品)	通 研
	遠 藤 二君	(電波伝播)	NHK技研
	牧 本 利 夫君	(マイクロ波)	阪 大 盛 研
	鈴 木 道 雄君	()	北 大
	近 藤 厚 実君	(電子管)	電 試
	水 利 康君	()	東 芝
	西 沢 潤 一君	(半導体・トランジスタ)	東 北 大
	伴 野 正 美君	()	日 立 中 研
	島 崎 俊 助君	(電子回路)	防 衛 大
	三 宅 康 友君	()	日 大
	河 野 修 一君	(有線通信)	古 河 電 工
	山 本 勇 一君	()	日 電
	辻 偶 二君	(交 換)	電 電 公 社
	深 海 規君	(無線通信)	通 研
	駒 井 又 二君	(テレビジョン)	NHK技研

(木) 昭和 35 年度岡部賞選定委員会委員名簿 (28 名)

委員長	高 木 昇君	(副会長)	東 大 生 研
幹 事	柳 井 久 義君	(庶務幹事)	東 大
	伊 藤 義 一君	(編集幹事)	通 研
	小 西 一 郎君	()	電 電 公 社
	宇 都 宮 敏 男君	(調査幹事)	東 大

委員	野 村 達 治君	(理 事)	NHK技研
	河 津 祐 元君	(編集幹事)	通 研
	末 武 国 引君	()	早 大
	関 口 良 雅君	()	東 工 大
	新 橋 秀 俊君	(調査幹事)	通 研
	後 藤 以 紀君	(研究専門委員長)	工 技 院
	岡 部 比 古君	()	東 芝 マ 研
	小 池 二 郎君	()	東 北 大
	富 田 義 男君	()	ビク ター
	川 上 正 光君	()	東 工 大
	高 木 純 一君	()	早 大
	加 藤 安 太郎君	()	電 気 興 業
	上 田 弘 之君	()	電 波 研
	岩 片 林 秀 雄君	()	早 大
	大 阪 本 捷 房君	()	東 大
	高 橋 秀 俊君	()	東 大
	大 博 田 五 六君	()	電 通 大
	能 本 乙 彦君	()	小 林 理 研
	染 谷 勲君	()	通 研
	茅 野 健君	()	松 下 通 工

(ハ) 選奨関係各委員会運営予定表

	功績賞	論文賞	著述賞	稲田賞	岡部賞
委員依頼および候補者推薦依頼	11.26(土)	2. 1(水)	左と同じ	11.26(土)	
第 1 回 委 員 会	12.20(火)	2.20(月)	〃	12.24(土)	12.31(土)
第 1 次 投票依頼	1.13(金)	2.24(金)	〃	1.10(火)	
(予選名簿(第 1 次作成) 発表)			(〃)	(第 1 次発表)	
第 2 次 投票依頼	1.17(火)	2.27(月)	〃	1.14(土)	
第 2 次 投票依頼	1.31(火)	3.15(水)	〃	1.31(火)	
第 2 回 委 員 会	2. 6(月)	3.18(土)	〃	2. 4(土)	
理 事 会 決 定	2.20(月)	3.31(金)	〃	2.20(月)	
	2.27(月)	4. 3(月)	〃	2.22(水)	
	3.24(金)	4.21(金)	〃	2.24(金)	4.21(金)

4. 次年度役員候補者の推薦依頼について

下記の通りその Schedule を決定、これに基づいて候補者推薦依頼の手續を進めることとした。

1. 候補者推薦依頼 (役員, 幹事, 評議員)	11.26 (土)
〃 切	12.20 (火)
2. 地方在住評議員候補者 (支部長)	11.26 (土)
〃 切	12.20 (火)
3. 役員, 幹事, 評議員投票依頼	12.26 (月)
〃 切	1.20 (金)
4. 候補者決定 (理事会)	1.27 (金)
5. 投票用紙発送	2.15 (水)
6. 〃	3.15 (水)
7. 開 票	3.16 (木)
8. 理事会決定	3.20 (月)
	3.24 (金)

5. 会員の入会承認について

下記の通り入会承認を決定した。

正 員	浅 田 篤君外	32 名
准 員	青 山 剛 三君外	16 名
学生員	相 原 康 行君外	62 名
特殊員	協和エレクトロニクス	
計		114 名

6. 会費滞納者（雑誌発送停止者）および除名会員について

・会費滞納による雑誌発送停止者名簿および、会費滞納による除名警告会員調書を配布し、滞納会費を一掃するため各役員の側面からの協力を依頼した。

7. 昭和35年度上半期収支実績報告

別冊報告に基づいて、林会計幹事から本年度上半期収支の概要について説明があった。

8. 維持員増強と事業拡充について

先般行なわれた大口維持員各社との懇談会の状況について、大体各社とも異議が無いよう見受けられたので具体的に書面による依頼状を発送中の旨報告があり、大体36年1月以降、すなわち第4・四半期分賃えるものとすれば約80万の収入となるが、これの使途について協議の結果、差向き下記(a)(d)の2項目の実現に努力することとなった。

1. 増額見込み 約80万円
2. 追加事業計画
 - ③ 専門委員会の増置（用語委員会） 30千円
 - ④ IEC規格翻訳刊行 100 "
 - ⑤ 支部活動の助成 200 "
 - ⑥ 海外論文紹介欄等の増頁 200 "
 - ⑦ 事務費の増 100 "
 - ⑧ 来年度への繰越 170 "
 - 計 800 "

9. 特許法第30条の規程による学術団体の指定について

かねて特許法第30条による学術団体としての指定方を申請中であったが、これに対し特許庁長官から今般指定があった旨報告された。これを会員全般に知らせるため、12月号会告に指定承認の事実を記載し、なおこの規定に関する解説を電気通信研究所の特許に関する専門家に執筆して貰い、36年1月号に寄書形式で発表することとした。

なお、この規程により11月21日受理した下記証明願に対し証明書を交付することを決定した。

願出人 日本電信電話公社

代表者 大橋 八郎

指定代理人 清水 林次郎

論文名 高周波電界に対するプラズマの応答

発表 昭和35年7月1日（昭和35年電気四学会連合大会講演論文集）

10. 日本学術会議に対し国際会議派遣者への援助方依頼について

1961年5月（Westcast of U.S.A.）行なわれる電子部品会議4件の国際会議の予定を第5部長あて報告し、学会代表派遣の場合の援助を求めることについて協議の結果、半導体関係（電気学会）航空電子機器（東工大、森田氏）医用電子機器（東大阪本氏）その他 IEC 関係などできるだけ調査して、この際同時に報告することとした。

11. 文部省科学研究費等分科審議会委員候補者の推薦について

前年4会推薦で当選された高木昌君が留任し、前々年電気学会推薦の福田金次郎君が留任するので、本年は電気学会および照明学会に一任し、本会としては候補者を推薦しないことに決定した。

12. 第10回工経連講座後援の名義使用承認方について

日本工業経済連盟主催の第10回講座「空と海の電子航法技術」に後援名義使用方の件は異議なく承認のことに決定した。

13. マイクロ波真空管国際会議東京招致について

1964年のマイクロ波真空管国際会議東京招致のための準備委員会設置方の提案があったが、充分検討を要する事柄であり、1月以降の理事会で決定しても間に合うと思われるので、大体の構想を提案者に確かめた上で1月の理事会で協議することとした。

報 告

(イ) 会員現況（昭和35年10月31日現在）

会 員 別	名誉員	維持員	正 員	准 員	学生会員	特殊員	計
昭和35年9月末会員数	9	175	8,731	1,747	1,376	195	12,233
入 会			30	22	101	2	155
退 会			21	2	3		26
名 称			199	7		3	119
10月末会員数	9	175	8,631	1,760	1,474	194	12,243
増 減			-100	13	98	-1	10

(ロ) 会計別収支状況（昭和35年10月マ）

会 計 別	収 入	支 出	差（△は減）
一 般 会 計	1,074,518	973,596	100,922
特 別 事 業 会 計	174,065	852,687	△ 678,622
収 益 事 業 会 計	1,574,567	1,614,059	△ 39,492
奨 学 資 金 会 計	—	3,692	△ 3,692
福田記念資金会計	—	5,701	△ 5,701
同 部 資 金 会 計	—	5,392	△ 5,392
退職給付金会計	—	—	—
仮 受 払 金	2,023,027	2,056,048	△ 33,021
計	4,646,177	5,511,175	△ 664,998

(ハ) 資金月末現在高（昭和35年10月31日現在、印刷）

種 別	年 度 初	前 月 末	10月31日	年 度 初	前 月 末
	35.3.31	34.12.31	35.10.31	35.3.31	34.12.31
銀行預金	4,787,703	8,374,069	6,866,846	2,079,143	1,507,223
内 普通預金	1,366,689	1,911,646	366,257	1,000,432	1,545,389
当座預金	4,556	950	116	4,440	834
振替預金	3,416,458	6,461,473	6,500,473	3,084,015	39,000
郵便貯金	603,000	438,000	1,262,000	639,000	824,000
振替貯金	584	143	403	181	260
小 計	5,391,287	8,812,212	8,129,249	2,737,962	682,963
現 金	971,384	82,701	100,666	870,718	17,965
計	6,362,271	8,894,913	8,229,915	3,608,680	664,998

第2回評議員会

理事会を終了後下記評議員会提案事項について 妻藤庶務幹事から説明があり、これに関し種々懇談した。

記

1. 編集長の後任について (第4回理事会)
2. 会費徴収方法の変更について (第2回理事会)
3. 日立製作所株式割当引受について (第5回理事会)
4. 選規規程および選定手続の一部改正について (第6回理事会)

各委員会の会合

1. 編集関係

イ、海外論文委員会 11月1日 4.00 p.m.
ロ、ニュース委員会 " 5.30 p.m. 学会事務所
ハ、論文委員会 11月4日 2.00 p.m. 会議室
ニ、臨時編集幹事会 11月11日 5.30 p.m.

2. 稲田賞第2回委員会 11月10日, 学会事務所会議室

昭和35年度前期受領候補者を決定した。

3. 維持員懇談会 11月11日, 正午 学士会館

4. 昭和35年度電気通信学会全国大会

11月18日から20日, 早稲田大学

5. 昭和36年連合大会の部会連合会

11月28日, 2.00 p.m. 電気クラブ

6. 昭和36年連合大会委員会, 実行委員会合同

11月30日 5.30 p.m. 交通協会会議室

35 年 11 月 入 会

正 員	浅田 篤君	石川 賢二君	石川 好男君	内田 長志君	大川戸 更一君	大久保 哲郎君
	伊賀 和夫君	今井 哲夫君	魚住 敏昭君	太田 邦彦君	大塚 正昭君	加藤 光平君
	大石 敏君	大東 幸男君	春日 井敬彦君	川崎 和宏君	金田 一正夫君	栗栖 義昭君
	門屋 広美君	亀山 利生君	川崎 淳君	栗田 謙一君	小林 正巳君	斎藤 賢君
	河村 豊作君	小原 清君	小林 保美君	坂本 新太郎君	佐伯 明良君	沢野 悦夫君
	小柳 博君	佐藤 長兵衛君	斎藤 大志君	沢本 浩君	繁沢 宏君	嶋谷 憲二君
	篠原 卯吉君	勝賀 瀬嘉啓君	武市 和巳君	新谷 外吉君	清水 武夫君	鈴木 義平君
	田村 満君	中野 馨君	橋本 忠士君	宗野 文林君	高橋 保雄君	竹村 恭嘉君
	秦 資斉君	服部 周三君	羽鳥 司君	谷本 依宜君	辻田 勇二君	徳重 寿夫君
	林 忠文君	広瀬 福七郎君	夏田 博昭君	飛永 彰君	富松 純一君	戸谷 恒夫君
	船越 博雄君	光安 義則君	山下 辰男君	永井 孝生君	中島 敬吾君	中村 省一郎君
准 員	青山 剛三君	大槻 遼君	奥村 禎彦君	仁科 秀夫君	西村 謙一郎君	蓮池 嘉和君
	数井 克彦君	菊地 孝君	神戸 竜雄君	福田 顕彰君	星 保雄君	本多 高君
	小堀 真路君	小室 圭五君	斎藤 戒君	真柄 佐俊君	植田 健一君	松本 忠君
	庄司 仙治君	戸谷 貞夫君	貫井 信行君	松本 正博君	三崎 歌松君	水野 純則君
	藤田 欣司君	松村 皓司君	三村 浩康君	谷内 嘉明君	天部 吉之君	八巻 克輔君
	鷲谷 雄作君	渡部 善伸君		山子 和男君	山子 武男君	山本 治郎君
学生員	相原 康行君	青山 哲也君	赤尾 宗一君	山本 梯三君	渡辺 和義君	渡部 卓朗君
	安部 匡晃君	池田 武義君	池田 雄二君			
	石川 幸雄君	石野 茂君	稲垣 正芳君	特殊員 協和エレクトロニクス株式会社		

執筆 者 矢 崎 銀 作 (電電公社通研)

実用通信工学叢書 伝送回路網および汴波器 (その3)

——動作パラメータ設計法——

A5判 126 ページ 定価 200 円 千 30 円

本書は動作パラメータ汴波器設計法の入門書として書かれたもので、動作諸量の定義を明確にして、これより、影像パラメータ汴波器の動作特性の解析方法、動作パラメータ汴波器の基本的構成方法、チェビシェフパラメータ汴波器、分波器、素子損失の影響を補償する設計方法についてのべ、各場合の設計資料、設計例をあげたものである。

内 容 7. 伝送四端子網の動作諸量 (動作伝送量・挿入伝送量・開放伝送量・反響伝送量). 8. 影像パラメータ汴波器の動作特性. 9. リアクタンス四端子網の動作特性公式. 10. 汴波器減衰量のチェビシェフパラメータ. 11. 汴波器の動作インピーダンス. 12. 分波器 (定入力インピーダンス分波器・近似分波器・設計例). 13. 汴波器の損失補償方法 (損失の影響・補償方法・設計例)

発行 所 電 氣 通 信 学 会

電気通信学会発行図書

監修 崎津保次郎・岡部豊比古・副島光植・伊藤義一

最新の半導体工学

—材料から応用まで—

B 5 判 166頁 定価 330円 ㊦40円

執筆者 高橋 秀俊 外9名

パラメトロンとその応用

A 5 判 230頁上製 定価 450円 ㊦40円

執筆者 柿田 淳

電波伝ぱん

A 5 判 376頁上製 定価 550円 ㊦50円

執筆者 小林 夏雄

通信線路伝送理論

A 5 判 302頁上製 定価 400円 ㊦40円

執筆者 高柳健次郎 他11名

カラーテレビジョン技術

A 5 判 164頁上製 定価 280円 ㊦30

執筆者 高柳健次郎 外9名

最新のテレビジョン技術

A 5 判 上製 228頁 320円 ㊦40円

執筆者 川上 正光 他18名

最新のパルス技術

A 5 判 330頁上製 定価 550円 ㊦40円

改訂 最近の電気通信工学の解説

前編 A 5 判 304頁上製 定価400円 ㊦40円

後編 A 5 判 328頁上製 定価450円 ㊦50円

通信工学を理解するための数学

A 5 判 320頁上製 定価 400円 ㊦40円

電信電話専用設備

A 5 判 218頁 280円 ㊦40円

新しい通信測定

A 5 判 186頁 250円 ㊦30円

海外論文訳 トラフィック理論

A 5 判 220頁 300円 ㊦30円

加入者宅内装置回路図

ポケット判上製 250円 ㊦20円

新編 A形自動交換機回路図

同(1) 280円, (2) 300円 ㊦各20円

新編 H形自動交換機回路図

同 (1) 280円 ㊦20円
(2) 300円 ㊦20円

改訂 手動電話交換機回路図

同 200円 ㊦20円

手動電話装置回路図

同(1) 200円, (2) 150円 ㊦各20円

私設電話交換機回路図

同 250円 ㊦20円

A 5 判

実用通信工学叢書

並製

- ▲通信理論とその応用 定価 150
- ▲負帰還増幅器〔理論と実際〕 180
- ▲電話トラフィック理論とその応用 180
- ▲伝送回路網及び濾波器(1) 160
- 同 上(3)〔動作パラメータ設計法〕 200
- 電信用継電器 40
- 音声周波市外ダイヤル方式(1) 230
- ▲同 (2) 150
- ▲同 (3) 150
- クロスバースイッチ 120

- ▲ワイヤスプリング継電器 定価 200
- ▲ダイヤルインパルスの伝送 150
- ▲交換機械測定法および測定器 150
- 継電器回路の手引 80
- 4号形電話機 120
- ▲共電式構内交換機 140
- 搬送式多重電信 90
- 無線測定 120
- 通信機器の防湿処理 130

送料1部15円(5部まで40円)

▲印は20円 ●印は30円

東京都千代田区富士見町2の8

発行所 社団法人電気通信学会

電話 (301) 3231~5・(331) 7348 振替口座東京 35300 番

維持員一覽表

(五十音順)

(34.11.30)

会 社 名	所 在 地・社 長 名	業 種 概 要・電 話 番 号
旭電機工業株式会社	横浜市中区北幸町1の35 取締役社長 名 和 武	超短波無線電話機、電波距離測定機、無線応用機器 救急用ラジオ、T・V受信機、トランススタ・ラ (横浜) (44) 5231 (代) テレビジョン用ブラウン管バルブ製造並びに売買 (074) 4141 (代)
旭特殊硝子株式会社	船橋市大町2の830 取締役社長 洪 田 三 郎	ラジオ放送、テレビ放送 大阪 (23) (代) 8001 本社ラジオ 力説 (36) (代) 1191 テレビ
朝日放送株式会社	大阪市北区中之島2の22 取締役会長 飯 島 暢 司 取締役社長 高 木 剛	電気通信用測定器および工業計測器 (731) 1161 (代) (738) 3406, 3416
安藤電気株式会社	東京都大田区仲蒲田3の4 社 長 片 岡 鈴 太 郎	各種コンデンサ製造販売 大崎 (491) 0166 (代表) 0167, 0168, 0169
安中電気株式会社	東京都品川区大崎本町2の428 取締役社長 西 山 毅	有線、無線通信機器、測定器製造、販売 (473) 2131, 2141 (代)
安立電気株式会社	東京市墨田区布富士町39 取締役社長 田尾本 政 一	ラジオ放送、テレビ放送
アール・ケー・ビー 毎日放送株式会社	福岡市新開町2の21 取締役社長 山 脇 正 次	電気通信施設工事請負業、通信機器の製作並に修理 東京 (401) (代) 0151
石井通信工業株式会社	東京都港区赤坂青山南町6の136 取締役社長 湧 井 卯 一	電気機械器具製造業 (391) 2231 (代) (398) 2231 (代)
岩崎通信機株式会社	東京都杉並区久我山2の710 社 長 大 橋 幹 一	放送業 電話盛岡 (2) 9231 (代) 9232, 9233, 9234 電気通信機械器具製造 (中継線輪、通信変成器、塞流線輪、 トランジスタ・トランス) 本社、諏訪工場 電話 (下諏訪) 8068, 8320 東京出張所 電話 山 (408) 5186 ~ 5190 銀山川第一、第二発電所運転中、松川発電所運転中、 道前道後第一、第二、第三発電所建設中 (松山) (2) 9033, 1731, 3690
岩手放送株式会社	盛岡市内丸61 代表取締役 太 田 俊 穂	電気、電気通信、土木工事 (今治局) (代) 1190
入一通信工業株式会社	本社諏訪工場 長野県下諏訪町3140 東京出張所 東京都渋谷区原宿1の120 代表取締役 今 井 博 郎	各種電子機器及び搬送電話装置の製造並びに販売 横浜 (49) 1043, 1141
愛媛県公営事業局	松山市一番町甲15 知 事 久 松 定 武	搬送電話装置および測定器、工業計器類、静止形信 号器 (398) (代) 5111
株式会社越智組	今治市今治村甲342の30 社 長 越 智 伊 平	放射線測定器各種、マルチチャンネル波高分析器、 各種カウンタ、超音波洗滌装置 大阪 (37) 1271 ~ 3 東京 (271) 4880
大井電気株式会社	横浜市港北区菊名町864 代表取締役 石 田 実	電話交換機、電信機電気時計、無線機器 その他 (45) (代) 2191, 9271
大倉電気株式会社	東京都杉並区西田町2の407 社 長 大 倉 恭	局内ケーブル、市内ケーブル、RDワイヤ、通信用 および各種 PVC 線、エナメル線、ポリウレタン線 ポリエステル線、各種機組 (047) 3171 (代)
大阪電波株式会社	大阪市大淀区本庄西通4の14 取締役社長 吉 田 章	沖電気工業 (株) 製品のテラタイプライダを主と する事務用機器の販売並びに保守を行う (541) 5111 (代表) 4360 (直通) 4361 (代) 0741 (代) セレン・ゲルマニウム・シリコン各整流器、自動電 圧調整装置、スポット溶接機、合成樹脂塗料 (982) (代) 1161, 3155
沖電気工業株式会社	東京都港区芝高浜町10 社 長 神 戸 捨 二	音響測深機、魚群探知機、超音波洗滌機、加工機、 溶接機、半田機、その他 (291) 2611 ~ 3, 8181 ~ 3
沖電線株式会社	川崎市下小田中629 社 長 梅 田 伊 太 郎	裸線、絶縁電線、電線製造販売 (日立) (2) 0173, 0174, 0175
沖ビジネスマン 販売株式会社	東京都港区芝新橋6の22 社 長 鈴 木 謙 吉	船舶建造および修理、産業機械及び設備、鉄構工事、 水圧鉄管 (電話) 神戸 (6) 5001
オリジン電気株式会社	東京都豊島区高田南町1の195 社 長 後 藤 安 太 郎	電気事業 大阪 (44) 8821 (代表)
海上電機株式会社	本社東京都千代田区神田錦町1の19 工場研究所 武蔵野市吉祥寺1587 取締役社長 小林 勝 一 郎	各種コンデンサの製造販売 (販売は関西二井販売 (株) (22) 3588, 5990, 6366, 0424, 1307 有線音響機器、有線宅内装置、送受話器、磁石発電 機、音声増大器、有線放送装置、無線装置、電子計 測器 (大崎) (491) 7155 (代) 6710, 3710, 0047
神永電線株式会社	日立市助川町511 取締役社長 神 永 金 二 郎	
川崎重工業株式会社	神戸市生田区東川崎町2の14 社 長 手 塚 敏 雄	
関西電力株式会社	大阪市北区中之島三丁目五番地 関西電力株式会社 取締役社長 戸 原 義 重	
株式会社 関西二井製作所	京都市中京区西洞院通四条上 取締役社長 平 井 嘉 一 郎	
神田通信工業株式会社	東京都品川区東大崎3の192 社 長 渡 辺 勝 三 郎	

木島通信電線株式会社	東京都目黒区上目黒6の1252 取締役社長 木 島 博
株式会社 技 報 堂	東京都港区赤坂溜池町5 社 長 大 沼 正 吉
北日本放送株式会社	富山市牛島1875 取締役社長 横山四郎右衛門
九州碍子株式会社	佐賀県杵島郡山内町 取締役社長 大 内 誠 三
九州電線株式会社	福岡県久留米市南町2088の1 取締役社長 吉 田 直 大
九州電力株式会社	福岡市渡辺通り2の35 取締役社長 赤 羽 善 治
共栄工業株式会社	札幌市南二十条西10丁目 取締役社長 坂 井 勝
株式会社 京三製作所	横浜市鶴見区平安町2の131 取締役社長 樋口佐兵衛
京三電線株式会社	東京都北区田端新町1の85 取締役社長 三 村 操
京都放送株式会社	京都市中京区烏丸通二条上ル 社 長 白 石 古 京
協和電設株式会社	東京都港区赤坂中ノ町3 取締役社長 荒 川 大 太 郎
倉茂電工株式会社	福井県武生市下平吹町10の9 取締役社長 田 中 民 子
黒沢通信工業株式会社	東京都大田区御園3の1 竹野内 英 夫
興亜電工株式会社	長野県伊那市伊那3672 社 長 向 山 一 人
株式会社 光電製作所	東京都品川区上大崎長者丸284 代表取締役 田 崎 文 男
神戸工業株式会社	神戸市兵庫区和田山通1の5 取締役社長 相 田 長 平
国際電気株式会社	東京都北多摩郡狛江町和泉150 社 長 山 下 知 二郎
国際電信電話株式会社	東京都千代田区大手町1の5 社 長 浅 沢 敏 三
国洋電機工業株式会社	東京都目黒区大岡山2262 奥井 新左衛門
株式会社 佐々木製作所	京都市南区東九条室町46 社 長 和 田 英 三
札幌テレビ放送株式会社	札幌市南1条西1の11 取締役社長 菊 地 吉 次 郎
三栄測器株式会社	東京都新宿区柏木1の95 取締役社長 丘 山 欽 也
株式会社 山 光 社	東京都品川区東大崎4の195 社 長 横 山 又 蔵
三波工業株式会社	横浜市区北幸町1の35 代表取締役 矢 島 弥 太 郎
三洋電機株式会社	守口市京阪本通2の18 社 長 井 植 歳 男
四国電力株式会社	高松市丸の内2の1 取締役社長 宮 川 竹 馬
芝電気株式会社	東京都世田谷区野沢町2の148 代表取締役 重 崎 伸 矩
島田理化学工業株式会社	東京都調布市柴崎町415番地 取締役社長 実 武 夫
株式会社 島津製作所	京都市中京区河原町通二条南 取締役社長 錦 木 庸 輔
松風陶業株式会社	京都府乙訓郡長岡町神足 社 長 喜 多 市 松

通信機用電線および電線各種ゴム、ビニール、電線
自動車電線 (713) (代) 0105

出版印刷 (48) 8581~5

ラジオ放送、テレビジョン放送
富山 (代) (2) 5555

通信用碍子、シリコン碍子、電力用特殊碍子、合成
樹脂製品の製造販売 (有田) 350

電線製造業
(代) 6231

電気供給事業
(福岡) 2~3031

電気通信施設工事請負並びに電気通信用品及び機器
の販売 (2) 3247, (3) 1425, (4) 4059 代表 (5) 7126
鉄道信号保安装置、自動制御装置、整流装置
(横浜) (5) 6591 (代表)

電線電纜の製造販売
東京 (891) (代) 8111~5・7005 直通 2822

一般放送業務 (23) (代) 5121~5125

電気通信施設の建設および保存工事
(481) (代) 4111

電線製造 (エナメル線、ホルマール線、ビニール線
通信線) (武生) 1500~2

印刷電機機器
(738) 0191

通信機、テレビ、ラジオ用固定抵抗器、蓄電器製造
販売 (伊那) 代 2121

無線方位測定機、ロラン受信機、遠隔無線探検装置
特殊印刷電信機等の製作並びに販売 (441) 1131 (代) ~7

電子管、半導体製品、テレビジョン、ラジオ、原子
力関係機器、機械機械、その他 (神戸) (6) 5081

無線通信機、同部品、測定器、高周波応用産業機器
の製造販売 (416) 0171

国電電機事業

(231) 入代 0251 (代) 0281, 3521, 4521

電子応用測定器および電源装置製作販売
主要製品 真空管試験器、トランジスタ計数測定器、交流
電安定化電源装置、その他無線用測定器各種
(717) 3181~3185

電々公社指定ケーブルリング専門製作
(39) 3214, 0596, 7247

テレビジョン放送、放送に関する出版、音響の製作
販売、ラジオ、テレビ劇場の経営、その他前記に関
連する事業 札幌 (4) 9256

電気計測器製造
本社 (371) 7117~8, 8114~5

電気通信機器および架線材料工芸製造販売
(491) 代表 7181~5

レーダ、ロラン、無線機、音響機器その他据付、修
理工事 (神奈川) (4) 0050, 0575

ラジオ、テレビジョン、トランジスタ、家庭電化機
械器具の製造販売 (大阪) (99) 1181 (大代表)

電気供給事業
(高松) (2) (代) 5061

テレビジョン放送装置、ラジオ放送装置、通信用送
受信装置、各種測定器類 (421) 5111~5

機械器具各種計測器類及分波器、電子管応用測定器類、高
周波加熱装置類、超音波加工機及洗浄装置、金属被膜機
器等 (0229) 4101 (代) ~8

精密機械器具製造 (科学、医療、電気、産業、航空
機器) (23) 6161, 7131~5

特別高圧碍子、高圧各種碍子、套管特殊磁器、伊
水器、電気半田機その他 (神足) (代) 51

昭和機械工具株式会社	東京都目黒区下目黒4の900 社長 中山 義雄	通信機用工具製造 (712) 0366, 0367, 0377, 0253
昭和電子株式会社	東京都北多摩郡小平町鈴木新田1380 代表取締役 渡 辺 孝 正	マイクロ波測定器及装置、ミリ波測定器及装置、パルス発生装置及電子応用試験装置(国分寺)1121~5
昭和電線電纜株式会社	川崎市東渡田3の1の1 社長 藤 井 隣 次	電線電纜、伸銅品、防振ゴム台の製造販売、及び前各号の附帯事業(川崎)(3) 2541(大代表)
新電元工業株式会社	東京都千代田区大手町2の4新大手町ビル 取締役社長 深 津 五 郎	整流器、電気機械器具およびその付属品、部品の製造、販売(211)(代) 2571
新三菱重工業株式会社	神戸市兵庫区和田崎町3丁目 取締役社長 清水 秀 夫	船舶新造修理、舶用機械、一般機械、大型動力機械鉄構品、その他(大代表)(神戸)(6) 5061
神戸造船所	(本社)東京都千代田区丸の内2の10 取締役社長 吉 田 義 人	
新日本電気株式会社	大阪市北区梅田2 社長 小林 珪 一郎	
信利興業株式会社	東京都新宿区若松町102 代表取締役 鈴木 顕 三	電気通信用機器製造 (341) 8684 (351) 2449
須田製作所	東京都中央区銀座東6の4 代表者 須 田 俊 策	トライポール(特殊無線柱)および空中線器材、丸孔式建柱工具、通信用装柱金物(541) 3904~7
株式会社 鈴木工作所	東京都江東区深川杜丹町3 30 社長 鈴木 貫 一	電線電纜付属品ガスケーブル用各種部品製作 (64) 6025, 8680
住友電気工業株式会社	大阪市此花区恩貴島南之町60 社長 北 川 一 栄	電線、ケーブル及びその附属品、特殊金属線、超硬質合金工具その他粉末冶金製品、ゴム製品 大阪(46)(代) 1031
西部電気工業株式会社	熊本市北新坪井町124 取締役社長 守 惣 市	電気通信工事請負 (熊本)(代)(2) 6151
ソニー株式会社	東京都品川区北品川6の351 取締役社長 井 深 大	半導体素子、電気通信機、電気測定器、およびその他の電気通信機器の製造販売(441)(大代表) 0161
タケダ理研工業株式会社	東京都練馬区旭町285 代表取締役 田 郁 夫	カウンタ、直流増幅器等エレクトロニクス測定器と放射線測定機器等の製造販売(933) 4111(代表)
タツタ電線株式会社	大阪府河内市大字岩田300 社長 辰 巳 卯 三 郎	電線および電纜製造販売 (大阪)(72) 3331~8
株式会社 タムラ製作所	東京都新宿区柏木4の689 取締役社長 田 村 逸 也	通信用各種変成器、通信用機器、装置、カットコア化学製品(371) 7206~9
株式会社 田村電機製作所	東京都目黒区下目黒2の364 田 村 邦 夫	通信機、機器、部品製造 (49)(代) 2101
大栄通信工業株式会社	東京都港区芝白金三光町508 代表取締役 杉 島 久 夫	電電信設備および付帯設備の建設保存工事の請負並に電気工事請負(441)(代) 3121~5
株式会社 大興電機製作所	東京都品川区東中延4の1402 社長 古 川 梅 三 郎	有線、無線通信機並びに同測定器、各種制御機器及び部品の製造販売(781) 7181(代) 7155(代)
大日電線株式会社	本店 尼崎市東向島西之町8 大阪事務所 大阪市北区梅田7の3(梅田ビル)代表取締役社長 今 泉 武 夫	電気機器付属品(電線電纜)製造販売 本店 (大阪)(48) 5781~5 事務所大阪(36) 5551~9
大北電建株式会社	札幌市南一条西19の1 取締役社長 尾 崎 作 太 郎	電気通信施設工事請負通信機器販売加工、修理、鉄塔及び管路工事(3) 8116
大明電話工業株式会社	東京都港区芝4の27 取締役社長 久 津 五 郎	電気通信建設工事一般 (45) 5171~5
株式会社 高千穂通信機器製作所	株式会社名古屋市中区昭和区白金町5の5 取締役社長 中 尾 一 磨	電気通信線路用機器製作 (88) 8011~13
高橋電気株式会社	仙台市長町字山根街道南47の4 取締役社長 高 橋 敏	電気通信機器製作修理設置工事、電灯電力、空中線、通信線路工事発動発電機設置並びに修繕工事、トランジスタラジオ用コイル製作外(仙台)(2) 8879(3) 4832
中国電力株式会社	広島市小町33 取締役社長 島 田 兵 蔵	電気供給事業 (4) 0211
中部通信建設株式会社	名古屋市中区葛町1の29 取締役社長 諏 訪 英 信	電気通信施設工事請負ケーブル鉄架および雑架類の製作(32) 6456~8
中部電力株式会社	名古屋市中区南大津通2の5 社長 井 上 五 郎	電気供給業 (24) 1581
中部日本放送株式会社	名古屋市中区新栄町4の15 代表取締役社長 佐 藤 義 夫	放送事業 (24) 8111
長栄通信株式会社	本社 札幌市南11条西8丁目 支店 旭川市10条通9丁目左3 取締役社長 雪 田 昌 一	通信線路建設請負 本社(2) 6828(3) 7032(3) 7604 支店 5425, 0231 専79
津田電線株式会社	京都市東山区五条通大橋東入 取締役社長 津 田 武 雄	電線電纜製造販売 (京都)(6)(代) 6101
通研電気工業株式会社	仙台市原町小田原字庚申前93 社長 野 尻 茂 治	電気通信機器製造販売 仙台(3) 2200(3) 8963 東京(473) 2538

日新電機株式会社
 東京都練馬区南町1の3481
 社長 岩崎 ツヤ 子
 東京都港区芝神谷町18
 取締役社長 石 川 清
 川崎市港町125
 社長 桑 米 造
 東京都渋谷区南平台32
 南平台東急ビル(東急スカイライン)四階
 社長 沼 本 実
 横浜市港北区中山町1119
 社長 吉 田 晴
 東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1-55
 和田ビル
 東京研究所 東京都文京区豊坂町3
 東京都千代田区神田富山町5
 社長 川 野 邑 松
 東京都港区芝高輪南町7
 取締役社長 津 田 竜 三
 川崎市北見方260
 社長 田 沢 竜 吉
 東京都千代田区二番町14
 取締役社長 清水 与七郎
 東京都港区芝三田四国町
 社長 渡 辺 斌 衛
 京都市中京区西ノ京上合町17
 代表取締役 島 津 洋 二
 東京都千代田区神田須田町2の19
 取締役社長 真 木 正 雄
 東京都港区赤坂荻町2
 総 裁 大 橋 八 郎
 東京都墨田区寺島町2の8
 取締役社長 崎 山 義 一
 京都市南区吉祥院西ノ庄猪之馬場町
 社長 山 岡 景 範
 本 社 横浜市神奈川区守屋町3-2
 本社事務所 東京都中央区中本橋本町4-1-1
 代表取締役副社長 百 瀬 結
 東京都千代田区内幸町2の2
 会 長 阿 部 真 之 助
 東京都三鷹市上連雀930
 取締役社長 久保木 泉
 東京都品川区小山台2丁目135
 取締役社長 都 築 武 一
 東京都港区芝金杉浜町52
 代表取締役 中 川 与
 大阪市阿倍野区西田辺町1の232
 社長 早 川 徳 次
 東京都千代田区丸の内1の4新丸ビル
 取締役社長 倉 田 主 税
 東京都千代田区丸の内2の12
 取締役社長 松 浦 孝 義
 広島市南千田町1211
 社長 長 谷 清
 川崎市上小田中1015番地
 社長 岡田 完 二郎
 東京都千代田区有楽町1の7
 取締役社長 水 野 成 夫
 福井市牧の島町41
 社長 加 藤 尚
 東京都江東区深川平久町1の4
 社長 石 橋 五 郎
 東京都中央区銀座西7の6
 取締役社長 藤 井 五 郎

電気機械器具製造販売
 (京都)(86)(代)1131
 各種保安器およびヒューズ管製造
 (991)0700, 1959
 通信用海底電線および各種電線電纜製造販売工事
 (501)8371(代表)
 テレビ、ラジオ、ステレオ電器、レコード、録音機
 事務機械、クーラー、電気冷蔵庫、暖房器、拡声装
 置 川崎(3)3571~9
 軽電機製造業
 (461)6594, 9529
 電気通信機器、マイクロ波測定器および高周波応用
 機器製造(川和)15, 334
 東京事務所(501)2662, 9588, 東京研究所(921)1970
 各種電線製造販売
 (251)2076, 6624~5
 各種電気設備および付帯設備の建設保守修理加工
 (441)2121(代)
 有線電話機、各種蓄電器製造販売
 (701)1101(代)(048)3111(代)
 テレビ放送事業
 (301)2111(大代)
 電気通信機器の製作並びに販売
 (451)1171
 自動定電圧装置、電子管応用計測機器、真空管精密
 測定試験装置その他
 (壬生)(84)4396~8 (82)0395~6
 電気通信機器製作、電気通信工事請負
 (25)(代)7381~4
 (481)2131(代)
 各種電線電機製造販売業
 (611)0101(代)
 各種蓄電池、アルカリ蓄電池、水銀整流器、セレン
 整流器、シリコン整流器、水銀灯の製造販売
 代表(37)8161
 テレビ、ラジオ、レコード、電器、その他
 本社(4)(代)0231
 本社事務所(24)(代)7811, 7821
 放送事業
 (501)4111(大代表)
 無線を主とする電気通信機械器具の製造および販売
 (022)3-4111(代)
 電気通信機械器具製造販売
 電話目黒(721)2121~8
 有線無線通信機器製造販売
 (451)6111, 1600, 1900
 ラジオ受信器、テレビジョン受像器、電気機器
 (天下茶屋)(66)1221~5
 電気機械器具、産業機械器具、通信機械器具及び車
 輦等の製造、販売(271)0111, 0211, 0311
 通信ケーブル、動力ケーブル、絶縁線巻線、裸線、
 伸銅品、アルミ線(281)4131, 7531
 日本電信電話公社認定電気通信施設工事請負
 (広島)(4)(代)8125
 電気通信機器製造販売
 (721)4241~9 (047)2101
 テレビ放送事業
 (281)5151(大代表)スタジオ
 (281)2401, 2402(直通)
 電線、電纜および付属品製造販売
 (641)1111, 1131, 4156
 小型モーター、レコードプレーヤー、電器、テーブル
 コーダーその他の製作販売(571)5856~9

古河電気工業株式会社	東京都千代田区丸の内2の14 社長 植松 清	電線、電纜並に非鉄金属製品の製造販売 (211) 0811 (大代表)
株式会社 北海道新聞社	札幌市大通西3の6 取締役社長 中野以佐夫	新聞発行 (代) (2) 2111
北海道電力株式会社	札幌市大通東1の2 取締役会長 藤波 収	電気供給事業 大代表 (5) 1111 代表 (3) 1121
北海道放送株式会社	札幌市北1条西5丁目 取締役社長 阿部 謙夫	(代) 3-8181
北陸電力株式会社	富山市桜橋通1番地 取締役社長 金井久兵衛	電気供給事業 (富山) (2) (代) 4114
北陸放送株式会社	金沢市高岡町128 社長 嵯峨 逸平	放送事業 (2) 6181 (3) 1121
株式会社 毎日放送	大阪市北区堂島船大工町53 社長 杉 道助	放送事業 (大阪) (36) 1212 (大代表)
松下電器産業株式会社	大阪府北河内郡門真町大字門真1006 社長 松下幸之助	無線通信機器・ラジオ・テレビ、測定器及び部品、 家電電化器具、電池、モーター、配電器具等 (99) 1121 (代表)
株式会社 松田製作所	東京都港区芝白金三光町85 取締役社長 松田 富哲	通信機器製造販売、板金加工製品の販売 (44) 1246-8
三菱電機株式会社	東京都千代田区丸の内2の3 社長 関 義長	各種電気機械器具の製造及び販売 (201) 1611 (大代表)
明星電気株式会社	東京都中央区銀座西7の5 代表者 高 間 敬一	有線無線通信機器製造販売 (59) 9181-5
株式会社 村田製作所	京都市東山区山科の岡境谷町1 代表取締役社長 村田 和	磁器蓄電器、複合部品、ステアタイトその他特殊磁 器、チタン酸バリウム等電瓷磁器応用製品 (7) 0428-9
目黒電波測器株式会社	東京都目黒区上目黒5の2658 社長 二村 雪郎	無線用測定器、エレクトロニクス測定器製造 (代) (712) 1166
株式会社 明電舎	東京都品川区東大崎2の276 取締役社長 重宗 雄三	電気機械器具の製造並びに販売 491-1111, 3151
森銅コード株式会社	東京都目黒区下目黒2の217 社長 森銅 万治郎	電話機コード、交換機コード、搬送用コードビニール電 線、キャブタイヤコード、自動車用電線、スパイラルコー ド (49) 1016-1017
八欧電機株式会社	神奈川県川崎市末長1116 取締役社長 八尾 敬次郎	テレビ受像機、ラジオ受信機、電音、テープレコーダ、そ の他音響機器、各種無線通信機、電気計測器、工業用テレビ 装置、テレビ放送用スタジオ装置、洗濯機、冷蔵庫、扇 風機他各種電器器具の製造販売 (清見) (大代表) 5111 (山形) (代) 1171, 2151
八木アンテナ株式会社	東京都千代田区大手町2の5 社長 榊 原 吉三	通信機用、テレビジョン放送用及テレビジョン受像 用各種空中線の製造販売 電話 (201) 1051-8
谷村株式会社 新興製作所	本社 花巻市内32 営業所 東京都港区芝三田功運町31 社長 谷村 貞治	印刷電機機器一般、各種電子計算機用入出力機器一 般 東京 (45) 8356-9 (花巻) 1500 (代表) -5
山形放送株式会社	山形市旅館町 山形新聞放送会館 取締役社長 服部 敬雄	放送事業 (電話) 山形 6161-6156
山中電機株式会社	東京都大田区大森2の198 取締役社長 津田 隼人	ラジオ受信機、テレビジョン受像機、その他電子機 器の製造販売及び付帯事業 (761) 2156 (代表) -2159, 2150
湯浅電池株式会社	大阪府高槻市古曽部61 取締役社長 湯浅 佑一	蓄電池、乾電池、充電器製造販売 商機 (5) 1101
株式会社 横河電機製作所	武蔵野市吉祥寺3000 取締役社長 横河 時介	指示電気計器、電気測定器、工業計器 (391) (代) 1901, (022) ② (代) 3701
読売テレビ放送株式会社	大阪市北区岩井町2の74 代表取締役 新田 宇一郎	大阪 (35) 2251 (代) (35) 6331 (代)
株式会社 ラジオ関西	神戸市須磨区磯馴町7の3 社長 田中 寛次	放送事業 (7) 4321
株式会社 ラジオ青森	青森市大字松森字福田72 取締役社長 竹内 俊吉	一般放送事業 (テレビ、ラジオ) 電話 (青森) 代 6266
株式会社 ラジオ新潟	新潟市川岸町3の18 社長 坂口 献吉	
株式会社 ラジオ福島	福島市栄町21 飛 島 定城	
理研光学工業株式会社	東京都大田区馬込町西4の33 社長 市村 清	放送事業経営 電話 (2) 6545, 6734, 2095, 5711, 5712
理研電線株式会社	東京都中央区築地3の10 取締役社長 岡 秀実	写真機、事務機械感光紙製造並びに販売 (771) 9101 (代) (771) 9111 (代) 電線、電纜の製造、各種マグネットワイヤー、キャ ブタイヤケーブル、合成ゴム線、通信用電線、各種 ビニール電線 電話 (541) (代) 1001

電 気 通 信 学 会 雑 誌

第 43 卷 (428 号—439 号)

昭和 35 (1960) 年度 総目次

立体数字は論文番号

斜体数字は資料番号

番号	著 者 名	題 名	分 類	掲載月	通し頁
3164	菅田 栄治	非正弦波周期磁界による電子ビームの集束	論 文	1	12
3165	柳井 久義	トランジスタの低周波(0.1~100 kc) h パラメタ測定器	"	"	19
3166	田子 島一郎	水平偏向回路に用いるトランジスタの具備すべき特性について	"	"	25
3167	青柳 健次	遅延素子による楕状フィルタについての一考察	"	"	32
3168	菊地 栄弘	Goubau 線路の混成波伝送状態	"	"	39
3169	橘 篤志	非等方性を有する弾性振動体の電気的等価回路	"	"	46
3170	林 友直	グロー放電におけるマイクロ波雑音	"	"	50
3171	中田 和男	日本語半母音の合成	"	"	55
3172	桜庭 一郎	O 形後進波発振管の立上り時間	"	"	61
3173	西巻 正一郎	ミリ波用パルス磁電管	"	"	64
3176	黒川 兼行	損失を有する分布形パラメトリック増幅器の姿態理論	"	2	132
3177	田幸 信子	高安定周波数空洞共振器	"	"	138
3178	星南 子男	2 進符号伝送における伝送ひずみによる誤り率と符号ひずみ特性	"	"	146
3179	岡田 隆	スイッチング用 $n\text{-pn}$ Ge 合金形トランジスタ	"	"	154
3180	松尾 正耕	実用形微小電極用前置増幅器 (負性インピーダンスの一応用)	"	"	160
3181	相大 孝枝	厚さ有限の誘電体に接した同心円板円環電極の静電容量について	"	"	167
3182	永田 穰門	トランジスタを用いた直列制御形安定電源	"	"	173
3183	横井 満	伝送損失の最適配分法	"	"	180
3184	畔柳 功芳	高速推移回路	"	"	188
3185	山別 茂照	2 周波記憶における番地選択方式	"	"	193
3190	菅田 栄治	微小電子ビーム変動用特殊周期磁界	"	3	258
3191	樹下 行三	ブール行列による順序回路の構成	"	"	265
3192	渡部 和	ろ波器のチェビシェフ近似理論	"	"	271
3193	菅野 卓雄	合金接合トランジスタのベース抵抗	"	"	280
3194	森田 清男	楕円形集束電子銃について	"	"	286
3195	渡辺 竜起	逐次時限継電器回路の構成理論	"	"	292
3196	林 敏也	電界効果トランジスタの一形式	"	"	298
3197	林 友直	グロー放電管のマイクロ波雑音におよぼす磁界の影響	"	"	305

3198	夫人	伝康	須明	那虫	V形空中線のインピーダンスについて	論文	3	310
3199	夫人	老枝	川本	相大	円板と誘電体との間に空けきを持った同心円板円環電極の静電容量	論文	3	316
3200	夫人	節雄	木田	荒松	空港における 24,000 Mc レーダの試験について	論文	3	320
3201	夫人	久和	下井	道川	短波 FS 電信に適した新形電氣的 AFC 方式	論文	4	545
3202	夫人	吉美	良弘	小西	S曲線法による三端子対および四端子対回路素子の一測定法について	論文	3	554
3203	夫人	勝吾	村勝	中村	酸化物陰極に蒸着された SrO 層中の Ba の拡散	論文	3	561
3204	夫人	志夫	武夫	山本	コンデンサ・マイクロホンの円環分割形背極の機械インピーダンス	論文	3	567
3205	夫人	志夫	篤志	橘篤	正方形薄板状水晶振動子の輪廓振動	論文	3	573
3207	夫人	雄弘	崎雄	高尾	線形周期的可変回路について	論文	5	590
3208	夫人	晴志	安志	末松	直交電磁形電子ビームのサイクロトロン共振特性	論文	3	597
3209	夫人	志雄	安恒	藤村	逆根軌跡法によるトランジスタ帰還増幅器の設計	論文	3	604
3210	夫人	雄高	恒雄	中原	しゃへいを有するO形薄膜誘電体線路	論文	3	611
3211	夫人	高通	利通	中山	ランジュバン形トランスジューサの温度特性	論文	3	619
3217	夫人	徹永	島万	天野	自動交換機の保守理論に関する研究	論文	6	685
3218	夫人	徹永	島万	岡郷	下側帯波周波数変換形パラメトロン増幅器	論文	3	691
3219	夫人	徹永	島万	岡郷	受信機初段の雑音指数の新測定法	論文	3	695
3220	夫人	文成	成文	斎藤	進行波形パラメトリック増幅器における高調波成分の影響について ——パラメトリック回路の分布結合理論——	論文	3	698
3221	夫人	志男	光男	橘篤	発光水晶振動子の一応用	論文	3	705
3222	夫人	竹稔	佐竹	川村	高集束電子銃	論文	3	711
3223	夫人	男一	秋男	尾秋	並列 PCM スイッチング方式	論文	3	719
3225	夫人	芳夫	功夫	松本	位相ひずみの少ない器	論文	7	787
3226	夫人	夫一	浩一	畔柳	桁数検出回路	論文	3	794
3227	夫人	夫一	浩一	工藤	電話機ダイヤル用ガバナに関する二、三の考察	論文	3	800
3228	夫人	夫一	浩一	熊谷	パラメトロンを用いた電信自動誤字訂正装置 (ARQ 方式)	論文	3	806
3229	夫人	夫一	浩一	徳江	L-Band 単向管用フェライトの特性について	論文	3	813
3230	夫人	男一	正男	斎藤	定入力形可変等化器の可能な形について	論文	3	817
3231	夫人	男一	正男	小野	二拍励振パラメトロン	論文	3	822
3232	夫人	男一	正男	那虫	不等長交叉形直線状空中線のインピーダンスについて	論文	3	825
3235	夫人	男一	正男	小岩	フェライトを用いたマイクロ波インピーダンス直視装置	論文	8	873
3236	夫人	男一	正男	川佐	Signal-Flow-Graph を用いる連立線形方程式の解析および Signal-Flow-Graph の構造に関する一考察	論文	3	878
3237	夫人	男一	正男	尾上	電気機械的波器の定数測定法	論文	3	884
3238	夫人	男一	正男	小柴	同軸エルボの定在波比の Tchebysheff 近似	論文	3	889
3239	夫人	男一	正男	新島	電話用受話器の磁気回路	論文	3	894
3243	夫人	男一	正男	石虫	誘電体板装荷方形導波管の万能解	論文	9	943
3244	夫人	男一	正男	鳥大	水晶発振器と振動子の Q について	論文	3	948
3245	夫人	男一	正男	二宮	イメージオルシコンのダーゲット二次電子の集束帰還	論文	3	952

3246	喜伏小新 安見柴山 善和典 市郎居肇	エサキダイオード対の不平衡特性	論文 資料	9	959
3247	荻原耕武 岡健	変成器を介したパラメトロン	"	"	965
3248	増田沢島 田三郎	新形電話機用受話器	"	"	971
3249	室戸賀田 三郎	多数決素子の理論	"	10	1071
3250	宮代彰一	イメージオルシコンの黒ぶち効果	"	"	1083
3251	小野田真穂樹	多段回路の Step response の近似計算方法	"	"	1090
3252	相川孝作	帯状共面電極による誘電率測定について	"	"	1095
3253	宮代彰一	黒ぶち防止形イメージオルシコンの解析	"	"	1102
3254	浅見達 西弘昭	直流放電における三極放電管の高周波増幅および発振について	"	"	1109
3255	武和七 井田武弘三	フェライトの比抵抗とそれに及ぼす要因	"	"	1115
3256	宮城正久	パラレルプッシュプルハイブリッド回路	"	"	1122
3258	土屋正道	マイクロ波広帯域インピーダンス直視装置	"	11	1317
3259	鈴木道也	ミリ波帯における実効反射係数測定の一方法	"	"	1325
3260	滑木敏彦	増幅器の低利得段の雑音指数とその測定について	"	"	1329
3261	三枝武賢	誘電体損失角周波数特性自動記録装置について	"	"	1334
3262	成田田中 仁一	微小容量標準の電気測定	"	"	1340
3263	河稲江津毛 都元衛助	マイクロ波微小反射係数測定器	"	"	1347
3264	福井初昭	マイクロ波におけるエサキダイオードの特性	"	"	1351
3267	相川孝作	含水率測定用板状共面電極について	"	12	1383
3268	仲金丸子 由尚正志	時分割多重符号伝送における同期方式	"	"	1388
3269	古川吉孝	エサキダイオードの電気的特性	"	"	1396
3270	宮城正久	見通外通信 低周波合成回路の不平衡ひずみ	"	"	1402
3271	室賀須田 高戸達藏	線形計画法による多数決素子の構造決定	"	"	1408
3272	南敏	電話回線による 2 進データ伝送	"	"	1416
3273	矢板英松 夏目雄夫 新藤	ETL Mark 4 A の磁心記憶装置	"	"	1422
3274	家入勝吾	トンネルダイオードを用いたダウン・コンバータについて	"	"	1430
3275	佐藤敏雄	空中線共用増幅器の相互変調とその軽減対策	"	"	1437
3276	高合野真夫 百塚鎭二	減衰のある一自由度振動系のチャッタについて	"	"	1440
3277	伊藤健一	出力を希望する比率に分割する Hybrid Ring	"	"	1446
3278	田幸信子	高安定周波数空洞共振器の安定度に及ぼす諸影響	"	"	1451
3212	並木美喜雄	山田氏の論文「帯域内特性のフーリエ近似における一方法」における停留値問題について	質疑 討論	5	624
3213	山田茂春 田三二	並木氏の質問に対する回答	"	"	627
3186	土桑博守 井原俊弘	正弦的な非直線性による超多重電話の漏話量の計算	投書	2	200
3187	鳥山崎浦 山助夫	トランジスタ周波数計	"	11	202
3214	菅田昌次郎 岡田義男	周波数非対称帯域ろ波器	"	5	629
3240	飯口真一	通常の導波管の正規横電、磁界の完全性	"	8	901
		[正 誤] 飯口氏投書	"	9	1070
3241	飯島泰蔵	収束性の悪い数列の極限値を推定する方法	投書	"	906

3257	岩 沢 宏	非線形要素における Manley-Rowe のエネルギー関係式の拡張	投 書	10	1129
3265	高 橋 久 夫	同軸定在波測定器における偏心の影響	"	11	1357
[半 導 体 特 集]					
	嶋 津 保 次 郎	半導体特集号について	特 集	4	目次裏
4619	岡 部 豊 比 古	半導体エレクトロニクスの現状と将来 材料の精製と性質 〔ゲルマニウムおよびシリコン〕	"	"	391
4620	長 船 広 衛	原料の精製法	"	"	397
4621	犬 塚 英 夫 高 林 真 夫	単結晶の製法および性質	"	"	400
4622	鳩 山 道 隆 山 内 睦 子	化合物半導体 半導体素子	"	"	409
4623	武 田 行 徳 水 原 松 至	半導体素子の製法 〔トランジスタ〕	"	"	413
4624	柳 井 久 義 菅 野 卓 雄	概 説	"	"	418
4625	新 美 達 也 吉 田 進	合金接合形	"	"	424
4626	岡 部 雄 治	ドリフト形合金接合	"	"	426
4627	佐 藤 秋 比 古	ドリフト形成長接合	"	"	429
4628	吉 田 進	Mesa 形	"	"	431
4629	藤 本 一 夫	合金拡散形	"	"	436
4630	田 淵 誠 一	マイクロプロイ形	"	"	440
4631	佐 方 利 道	電界効果形およびその他	"	"	442
4632	今 岡 純 雄	大電力用トランジスタ	"	"	445
4633	伴 野 正 美 徳 山 義 義	スイッチ用半導体素子	"	"	448
4634	伝 田 精 一	その他のスイッチ用素子	"	"	450
4635	白 田 哲 郎	フォト・トランジスタ 〔ダイオード〕	"	"	454
4636	喜 田 昭 一	パラメترون増幅用	"	"	456
4637	西 沢 潤 一	周波数変換ならびに検波用	"	"	459
4638	福 井 初 昭	エサキ・ダイオード	"	"	462
4639	矢 沢 清 弘	整流体 その他の半導体素子	"	"	467
4640	林 一 雄	太陽電池 エレクトロ・ルミネセンス	"	"	472
4641	薮 本 忠 一	材料および特性	"	"	475
4642	三 橋 広 二	応用	"	"	480
4643	菅 義 夫	電子冷凍	"	"	484
4644	酒 井 義 雄	ホール効果の応用装置 トランジスタおよびダイオードの信頼度	"	"	486
4645	新 美 達 也 色 摩 亮 次 郎	劣化の機構と信頼度	"	"	489
4646	範 保 夫	雑音の発生機構	"	"	496
4647	垂 井 康 夫	トランジスタの測定法 〔半導体素子の用途〕	"	"	500
4648	遠 藤 一 郎	電子交換	"	"	506
4649	西 野 博 二	デジタル形電子計算機への応用	"	"	511
4650	藤 木 久 男 千 本 資 賢	計測、制御	"	"	516
4651	矢 崎 銀 作	有線通信機器への応用	"	"	520

4652	深 海 規	無線通信機器への応用	特 集	4	524
4653	樋 渡 涓	放送 (ラジオ・テレビ)	"	"	529
4654	忍 足 博	半導体の特殊応用	"	"	534
4655	相 田 実 久保 欣 大岸 上 利 秋	特許より見たトランジスタ	"	"	538
[通 信 測 定 特 集]					
	高 木 昇	通信測定特集号について	"	11	目次裏
4828	森 田 清	通信測定の現状と将来	"	"	1169
4829	大 森 俊 一	高周波標準測定	"	"	1173
4830	湯 原 仁 夫	周波数標準	"	"	1179
4831	小 林 大 二 郎 小 島 卓 哉	真空管の標準測定	"	"	1185
4832	尾 上 守 夫	水晶振動子の測定	"	"	1192
4833	福 井 憲 一	パラメトロン測定	"	"	1200
4834	山 田 茂 春	計憶素子の測定	"	"	1204
4835	森 川 貞 重	L.C.R. の測定	"	"	1213
4836	中 島 平 太 郎	音響機器の測定	"	"	1224
4837	増 沢 健 郎 山 口 善 司 鈴 木 治 民	電話機の測定	"	"	1232
4838	三 川 保	交換機器の測定	"	"	1241
4839	岸 上 利 秋 南 敏 秋	符号伝送の測定	"	"	1249
4840	横 瀬 芳 郎 半 沢 幹 雄	線路の測定	"	"	1262
4841	太 田 正 光 稲 毛 信 衛	マイクロ波中継の測定	"	"	1268
4842	栗 村 俊 男	無線通信機の測定	"	"	1276
4843	重 井 芳 治 天 野 昇 知	搬送装置の測定	"	"	1281
4844	牧 本 利 夫	立体回路の測定	"	"	1288
4845	岡 崎 実	テレビ放送機器の測定	"	"	1296
4846	赤 坂 滋	受像機の測定	"	"	1304
4847	電 子 計 測 器 工 業 技 術 委 員 会	測定器工業の現状と将来	"	"	1309
寄 書					
3174	北 川 一 栄	技術革新と経営	"	2	123
3175	尾 佐 竹 徇	コロンビア大学での一年を顧みて	"	"	127
3188	小 口 文 一	米国より帰るて思う	"	3	245
3206	河 津 祐 元	IEC (Ulm) 会議を中心として	"	5	585
3224	西 崎 太 郎	ジュネーブ通常無線通信主管庁会議の概要	"	7	779
3242	伊 藤 義 一	電気音響に関する IEC 会議について	"	9	937
3163	A.A. Oliner	進行波アンテナの原理	講 演	1	6
3189	A.A. Oliner	電磁界問題の回路網的解法	"	3	250
3216	古 庄 源 治	海外技術協力の現状と問題点	"	6	677
3233	荒 川 秀 俊	気象と電子技術	"	8	859
3234	浅 見 義 弘	雪とテレビジョン	"	"	867
3266	米 沢 滋	欧州における最近の電気通信事情について	"	12	1375
4616	北 村 覚 一	電力用半導体整流器	技 術 展 望	3	367
4617	伊 藤 毅	建築音響技術	"	"	374
4618	橋 本 太 吉	メーザ	"	"	380
4686	西 尾 秀 彦	通信機器製造の塵埃	"	5	649
4687	川 上 正 光 柴 山 博	有極形帯域ろ波回路網の諸形式と変換技術	"	"	655
4718	広 瀬 健 雄	1 電波回路による両立性立体放送方式	"	6	740

昭和 35 (1960) 年度 総目次

4770	斎藤 三	音韻識別について	技 術 展 望	8	925
4848	二階堂 靖 矩	オプトロニック論理回路への EL-PC の応用	"	11	1360
4895	高島 末 夫	医用電子装置の展望	"	12	1481
4510		公衆通信 概要 (橋本貞澄), 電話交換 (石川好男), 線路 (山口開生), 搬送 (石原治), 電力 (高橋久太郎), 無線 (菅原鼎山), 宅内機器 (阿部正雄), 電力 (横坂敏夫)	事 業 展 望	1	71
4511	有 竹 秀 一	国際通信	"	"	94
4512	沢 村 吉 克	放送	"	"	99
4513	来 豊 平	鉄道通信	"	"	104
4514	和 田 弘	電子応用	"	"	107
4515	二 条 弼 基	電波監理	"	"	111
4773	小 口 文 一	ミリ波の導波管伝送	海 外 展 望	9	994
4774	宇 田 宏	ミリ波帯における電波伝ばん	"	"	999
4775	菊 地 弘	表面波伝送線路	"	"	1004
4776	重 井 芳 治	12 Mc 同軸方式	"	"	1014
4777	猪 股 修 二	パターン認識について	"	"	1016
4778	渡 辺 宗 雅	新しい電気通信用材料としてのガラスおよびセラミック	"	"	1022
4779	水 口 一	局間中継線の多重化	"	"	1030
4780	七 小 祐 三	薄膜磁心	"	"	1037
4781	三 浦 宏 康	拡声電話機	"	"	1043
4782	細 川 悦 利	電磁継電器	"	"	1049
4783	沢 登 義 文	超小形部品	"	"	1054
4516		電気通信技術委員会調査, 研究専門委員会業績報告 (昭和 34 年第 2・四半期)	報 告	2	206
4561		" (昭和 34 年第 3・四半期)	"	3	324
4719		" (" 第 4・四 ")	"	7	830
4772		" (昭和 35 年第 1・四 ")	"	9	984
4562		電気通信規格調査会, 同調査専門委員会業績報告 (昭和34年 6~12月)	"	"	332
4771		" " (昭和35年 1~6月)	"	9	977
		1月(116), 2月(239), 3月(386), 4月(580), 5月(661), 6月(744), 7月(852), 8月(931), 9月(1065), 10月(1155), 11月(1370), 12月(1491)	ニ ャ ス		
		1月(120), 2月(243), 3月(388), 4月(584), 5月(665), 6月(747), 7月(856), 8月(935), 9月(1069), 10月(1158), 11月(1373), 12月(1494)	本 会 記 事		
		文化勲章を受けられた丹羽保次郎博士の写真および略歴	口 絵		
4509	浅 見 義 弘	丹羽博士の文化勲章受賞を祝って		1	1
	小 林 正 次	1. 電気試験所時代の丹羽博士		1	3
	抜 山 平 一	2. 丹羽保次郎博士の日本電気時代を想い文化勲章受賞を祝す		1	4
		3. 丹羽保次郎博士の文化勲章受賞を祝って			
3215	米 沢 滋	会長写真および略歴	口 絵	6	674
4688		会 員 推 薦 の お い さ つ		6	669
4689		名誉員推薦 (丹羽保次郎)		"	670
4690		功績賞贈呈 (阿部清, 石川武二)		"	672
4691		論文賞贈呈		"	673
		岡部記念研究奨励金贈呈		"	758
		昭和 35 年電気四学会連合大会講演題目		10	1160
		昭和 35 年度全国大会論文題目		6	750
		昭和 34 年度事務および事業報告		12	1497
		招待員名簿			

著 者 索 引

*: 技術展望 ** : 事業展望 *** : 特集 △: 海外技術展望 △△: 投書 △△△: 寄書

ア

阿部 善右衛門 173(2)
 阿部 正雄 ***71(1)
 相川 孝作 167(2) 316(3)
 1095(10) 1383(12)
 相田 実 ***538(4)
 青柳 健次 32(1)
 赤坂 滋 ***1304(11)
 秋山 穂 719(6)
 浅場 友次郎 64(1)
 浅見 義弘 1(1) (講演) 867(8)
 1109(10)
 天野 昇知 ***1281(11)
 天野 利通 685(6)
 綾木 和雄 64(11)
 新木 謙三 894(8)
 荒川 秀俊 (講演) 859(8)
 荒木 浩 320(3)
 有竹 秀一 ***94(1)

イ

伊藤 健一 1446(12)
 伊藤 義一 △△△937(9)
 伊藤 毅 *374(3)
 飯口 真一 △△901(8)
 飯島 泰蔵 △△906(9)
 家入 勝吾 1430(12)
 石川 好男 ***71(1)
 石田 哲朗 943(9)
 石野 健一 813(7)
 石原 治 ***71(1)
 稲毛 信衛 ***1268, 1347(11)
 犬塚 英夫 ***400(4)
 猪股 修二 △1016(9)
 今岡 純雄 ***445(4)
 岩片 秀雄 ***873(4)
 岩 沢 △△1129(10)

ウ

宇田 宏 △999(9)
 白田 哲郎 ***454(4)
 内園 耕二 160(2)
 内丸 清 64(1)

エ

A. A. Oliner (講演) 6(1)
 (講演) 250(3)

江戸 都助 1347(11)
 遠藤 一郎 ***506(4)

オ

尾崎 弘 265(3) 590(5)

尾佐竹 徇 △△△127(2) 719(6)
 尾上 守夫 884(8) ***1192(11)
 小口 文一 △△△245(3) △994(9)
 小野田 貞徳樹 1090(10)
 小野 優 822(7)
 小原 啓義 873(8)
 大木 芳枝 167(2) 316(3)
 大久保 欣哉 ***538(4)
 大田 正光 ***1268(11)
 大塚 学 545(4)
 大塚 猶二 1440(12)
 大畑 敬夫 948(9)
 大森 喬 146(2)
 大森 俊一 ***1173(11)
 岡崎 実 ***1296(11)
 岡島 徹 691, 695(6)
 岡田 隆 154(2)
 岡田 義男 △△629(5)
 岡部 豊比 ***391(4)
 岡部 雄治 ***426(4)
 長船 広衛 ***397(4)
 忍 足 博 ***534(4)

カ

葛西 晴雄 *1481(12)
 嵩 忠雄 32(1) 590(5)
 榎本 俊弥 320(3)
 片山 芳昭 19(1)
 金子 尚志 1388(12)
 金田 重男 12(1) 258(3)
 川井 一夫 545(4)
 川上 正光 *655(5) 878(8)
 川村 光男 286(3) 711(6)
 河津 祐元 △△△585(5) 1347(11)

キ

喜田 昭一 ***456(4)
 喜安 善市 959(9)
 菊地 弘 39(1) △1004(9)
 岸上 利秋 ***538(4)
 北村 覚一 ***1249(11)
 北川 一栄 *367(3)
 樹下 行三 △△△123(2)
 木下 敏雄 265(3)
 173(2)

ク

工藤 哲夫 800(7)
 熊谷 黄 806(7)
 栗村 俊男 ***1276(11)
 黒川 兼行 132(2)

畔柳 功芳 188(2) 794(7)
 桑原 守二 △△20(2)

コ

小柴 典居 959(9)
 小島 卓哉 ***1185(11)
 小谷 祐三 △1037(9)
 小西 良弘 554(4) 889(8)
 小林 大二郎 ***1185(11)
 小林 正次 3(1)
 後藤 竜夫 1422(12)
 近藤 謙 64(1)
 近藤 輝夫 320(3)

サ

佐方 利道 ***442(4)
 佐川 雅彦 878(8)
 佐藤 秋比古 ***429(4)
 佐藤 敏雄 1437(12)
 斎藤 浩一 800(7)
 斎藤 成文 698(6)
 斎藤 収三 *925(8)
 斎藤 正男 817(7)
 三枝 武男 1334(11)
 酒井 善雄 ***486(4)
 坂口 一二三 806(7)
 桜庭 一郎 61(1)
 沢 登義文 △1054(9)
 沢村 吉克 ***99(1)
 三川 保 ***1241(11)

シ

色摩 亮次郎 ***489(4)
 重井 芳治 △1014(9) ***1281(11)
 七条 祐三 △1037(9) 1115(10)
 柴田 定男 889(8)
 柴山 博 *655(5)
 嶋津 保次郎 目次裏(4)
 島村 辰男 894(8)
 清水 湧一 800(7)

ス

末松 安晴 597(5)
 菅 義夫 ***484(4)
 菅田 栄治 12(1) 258(2)
 菅田 昌次郎 △△629(5)
 菅野 卓雄 19(1) 280(3)
 ***418(4)
 菅原 鼎山 ***71(1)
 鈴木 誠史 55(1)
 鈴木 道也 1325(11)
 鈴木 民治 ***1232(11)

昭和35(1960)年度総目次

タ	多田貞三郎	545(4)	新美達也	***424(4)***489(4)	松田亮一	*925(8)
	田幸信子	138(2) 1451(12)	新山肇	959(9)	松本秋男	787(7)
	田子島一郎	25(1)	西周次	320(3)	ミ	
	田島清	971(9)	西尾秀彦	*649(5)		△1043(9)
	田中耕一	1340(11)	西崎太郎	△△779(7)	三浦宏康	***480(4)
	田淵誠一	***440(4)	西沢潤一	***459(4)	道下久吉	545(4)
	高木末夫	*1481(12)	西辻昭	1109(10)	水口一	△1030(9)
	高木昇	目次裏(11)	西野博二	***511(4)	水原徳至	***413(4)
	高須達	1408(12)	西巻正郎	64(1)	南敏	146(2) ***1249(11)
	高橋久太郎	**71(1)	新田松雄	1422(12)		1416(12)
	高橋久夫	△△1357(11)	抜山平一	4(1)	宮城正久	1122(10) 1402(12)
	高橋林真	***400(4)	ハ		宮代彰一	1083(10) 1102(10)
	高村真夫	1440(12)			ム	
	滝保夫	***496(4)	葉原耕平	965(9)		虫明康人 310(3) 825(7)
	武井武	1115(10)	橋本太吉	*380(3)		943(9)
	武田行松	***413(4)	橋本忠士	813(7)	室賀三郎	1071(10) 1408(12)
	橋篤志	46(1) 573(4)	橋本真澄	**71(1)	モ	
		705(6)	鳩山道夫	*409(4)		森川貞重 ***1213(11)
	垂井康夫	***500(4)	林一雄	***472(4)	森田清	286(3) ***1169(11)
チ			林敏也	298(3)	ヤ	
			林友直	50(1) 305(3)		矢板徹 1422(12)
	千本資	***516(4)	半沢幹雄	***1262(11)	矢崎銀作	***520(4)
	ツ		伴野正美	***448(4)	矢沢清弘	***467(4)
		1317(11)	ヒ		柳井久義	19(1) ***418(4)
	テ				藪本忠一	***475(4)
		691(6)	広瀬健雄	*740(6)	山内睦子	***409(4)
	鄭万永	806(7)	樋渡潤二	***529(4)	山浦弘夫	△△202(2)
	寺村浩一		フ		山口開生	**71(1)
	伝田精一	***454(4)			山口善司	***1232(11)
	ト		深瀬雅彦	△1022(9)	山下栄吉	39(1)
		1071(10) 1408(12)	深海規	***524(4)	山田茂春	193(2) (質疑討論)
	戸田巖	△△200(2)	福井憲一	***1200(11)		627(5) ***1204(4)
	土井博之	813(7)	福井初昭	***462(4) 1351(11)	山本武夫	567(4)
	徳江哲夫	***448(4)	福岡武治	965(9)	ユ	
	徳山頼	△△202(2) 948(9)	伏見和郎	959(9)		***1179(11)
	鳥崎俊助		藤井忠邦	64(1)	湯原仁夫	1440(12)
ナ			藤木久男	***516(4)	ヨ	
	那須伝夫	310(3) 825(7)	藤村安志	604(5)		***1262(11)
	中島平太郎	***1224(11)	藤本一夫	***346(4)	ヨ	
	中田和男	55(1)	古川吉孝	1396(12)		横井満 180(2)
	中原恒雄	611(5)	古庄源治	(講演) 677(6)	横坂敏夫	**71(1)
	仲丸由正	1388(12)	ヘ		横瀬芳郎	***1262(11)
	中村勝吾	561(4)			吉田進	***424, ***431(4)
	中山高	619(5)	別所照彦	193(2)	米沢澄	(会長あいさつ) 674(6)
	永田穰	173(2)	ホ			(講演) 1375(12)
	夏目英雄	1422(12)			ラ	
	並木美喜雄	(質疑討論) 624(5)	星子幸男	146(2)		来豊平 **104(1)
	滑川敏彦	1329(11)	細川悦利	△1049(9)	ワ	
	成田賢仁	1340(11)	牧本利夫	***1288(11)		和田弘 **107(1) 1115(10)
ニ			増沢健郎	971(9) ***1232(11)	渡辺竜起	292(3)
	二階堂靖矩	*1360(11)	松井七五三男	64(1)	渡辺和	271(3)
	二条彌基	**111(1)	松尾正之	160(2)	渡辺宗男	△1022(9)
	二宮輝雄	952(9)	松田和良	545(4)		
			松田節雄	320(3)		

M-275A 形 直読インピーダンス計

(携帯 1 号直読インピーダンス計)

M-275A 形直読インピーダンス計は携帯形発振器等と併用して、通信線路および通信機器、各種通信用部品のインピーダンスの絶対値および位相角をメーターの指示により、それぞれ直読測定するものであり、下記の利用面で有効適切に用いることができます。

(1) 通信線路のインピーダンスの測定が迅速確実にできます。

(2) 各種部品及び回路のインピーダンスを適当な周波数で測定することにより、量産過程での品質管理に広く応用されます。特に位相角を測定することは製品均一性の微少なる差を拡大いたしますので、従来実施していた数種の試験項目を省略することも可能となります。例えば

(2.1) 各種リレー、チョッパー、変成器等、巻線部品のインピーダンスの均一性を測定することにより層間短絡または異常の検出

(2.2) L.C.R. 複合回路の合否判定 (あらかじめ規定した数点の周波数で測定する)

(2.3) 各種コンデンサの $\tan \delta$ の異常検出

(2.4) 通信用濾波器の帯域内入出力インピーダンスの測定により、他の検査項目の一部を省略する。
その他、多くの新しい応用面の開拓が期待されます。



規 格

使用周波数範囲	0.2 kc~10 kc
絶対値測定範囲	50 Ω ~11.1k Ω 但し下記の5レンジ切換による。 50 Ω ~160 Ω , 160 Ω ~500 Ω , 500 Ω ~1.6 k Ω , 1.6 k Ω ~5 k Ω , 5 k Ω ~16 k Ω
位相角測定範囲	0°~± 90°
絶対値誤差	± 4 %以内
位相角誤差	絶対値 50 Ω ~5 k Ω にて ± (3 % + 4°) 以内 絶対値 5 k Ω 以上にて ± (6 % + 4°) 以内
所要入力レベル (併用発振器出力レベル)	約 +4 dBm
乾電池持続時間	連続8時間以上の使用に対し、乾電池電圧は +10%~-20% を保持する。
寸法・重量	220×320×175 mm, 約 7 kg



安 立 電 氣 株 式 會 社

東京都港区麻布富士見町 39 電話 (473) 2131 (代), 2141 (代)
営業所 神戸市生田区栄町通 5-10 電話 元町 (4) 3614 (代)

斯界最高峰の東邦拡散形

シリコン整流器

同一ベースにシリコン二素子を組込んだ複合極小形他に
類例のない特許新製品



M P 2

SP-2 TV電源 磁気増巾器最適品

小容量電力用に最適品

規 格	形 式	S P - 2	M P 2		
			MP 2-4	MP 2-6	MP 2-8
P. I. V		500 V	400 V	600 V	800 V
許容交流入力電圧 (実効値)		280 V	250 V	390 V	500 V
正方向電流 (印加電圧1V)		1.5 A以上	3 A 以上		
許容サージ電流 (1秒)		D. C 10 A	D. C 20 A		
許容ケース表面温度		100°C	-65°C ~ 175°C		

規 格	形 式	T H 0 8 形			T H 2 0 形			T H 8 0 F 形		
		0 8 4	0 8 6	0 8 8	2 0 4	2 0 6	2 0 8	804 F	806 F	808 F
P. I. V		400 V	600 V	800 V	400 V	600 V	800 V	400 V	600 V	800 V
許 容 交 流 入 力 電 圧 (実効値)		250 V	390 V	500 V	250 V	390 V	500 V	250 V	390 V	500 V
正 方 向 電 流 (印加電圧1V)		10 A 以 上			25 A 以 上			50 A 以 上		
許 容 サ ー ジ 電 流 (1 秒)		D C 50A			D C 120 A			D C 250 A		
許 容 温 度		— 65℃ ~ 175℃								

電力用大・中容量素子も生産好調で在庫豊富に用意しております。

営 業 品 目

シリコン整流器 ゲルマニウム整流器 セレン整流器

S i c バリスタ C d s 光導電素子 亜酸化銅整流器

磁気増巾器 A. V. R 速断ヒューズ

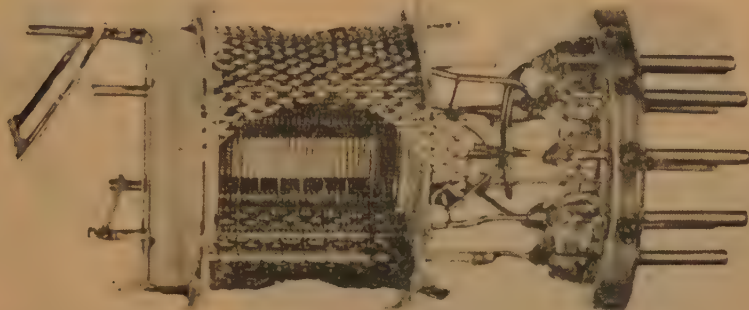
Toho

東邦産研電気株式会社

東京事務所 東京都豊島区東池袋1の11(大和ビル) TEL. (971) 1959・8992
本社・工場 埼玉県北足立郡新座町北町 TEL 埼玉新座31・32

電子管技術の総力を結集!

フレーム・グリッド・チューブ



フレーム・グリッド管のマウンド

テレビ受像機の性能を飛躍的に向上させた7DJ8を始め、最近当社で開発に成功した一連のフレーム・グリッド管は、セットの小型化、機構の簡素化によるコストダウン等、技術的にも、経済的にも一層優れたテレビセットの量産化を目指して、設計された最新の真空管です。

テレビ受像機用フレーム・グリッド管の推奨品種

品名	用途	ナショナル フレーム グリッド管の特長
4ER5	これは新しく開発されたVHFチューナ用3極管であり、高周波増幅と自動振ミクサとして使用。gm=10.5mU	(1)gmが非常に高くとれる
6EJ7	中間周波増幅用高利得シャープ・カットオフ5極管。gm=15.0mU	(2)等価雑音抵抗が一層低くなる
6EH7	リモート・カットオフ特性を持つほかは6EJ7に同じ。gm=12.5mU	(3)特性のバラツキが大変少ない
7DJ8	これは、よくご存じのようにVHFチューナ用双3極管で、カスコード型増幅に使用。gm=12.5mU	(4)マイクロホニーが一層少ない
7ES8	良好な混変調特性を持っているVHFチューナ用のリモート・カットオフ高周波増幅双3極管。gm=12.5mU	(5)特性、寿命などが十分に信頼できる。
6ES8	Ef=6.3V, If=0.365Aとヒータ・カソード間最大定格以外の電気的特性は7ES8に同じ。gm=12.5mU	
6DJ8	Ef=6.3V, If=0.365Aとヒータ・カソード間最大定格以外の電気的特性は7DJ8に同じ。gm=12.5mU	



4ER5



6EJ7



6EH7



7DJ8



6ES8



松下電器産業株式会社

フレーム・グリッド管のお問合せは高槻市大字西五百住300番地
松下電器 管球事業部PR係、

スチロブックス 同軸ケーブル



特長

- (1) 可撓性に富んだ接続のない長尺のケーブルである。
- (2) 品質が極めて均一である。
- (3) 低損失である。
- (4) 電気特性の経年変化がない。
- (5) 軽量且つ強靱である。
- (6) 建設及び保安が容易で極めて経済的である。

用途

各種放送:

TV放送 FM放送 短波放送 STリンク 共同聴視

各種無線通信

マイクロエープリンク
V.H.F帯無線通信レーダー
宇宙通信 見透外伝播通信



大日電線株式会社

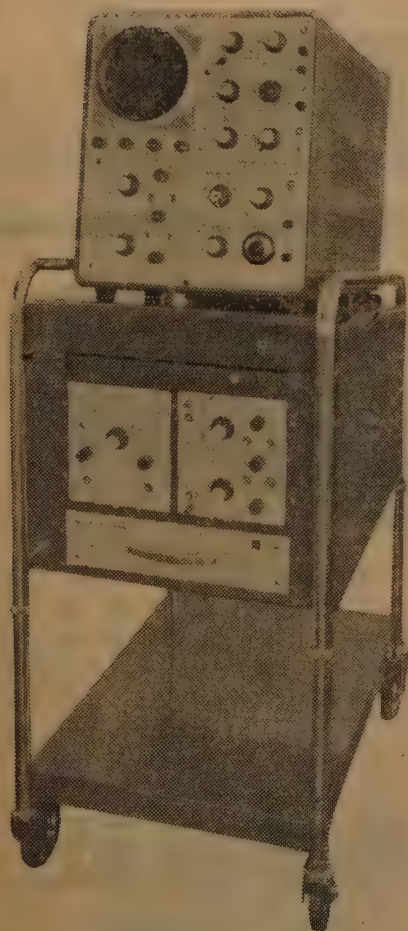
本社	大阪事務所	支社	尼崎市東向島	西之町8番地
			大阪市北区梅田	(梅田ビル)
			東京・名古屋・福岡	工場 尼崎・和歌山県箕島

V.H

(垂直、水平 プラグイン型)

DC-50MC

広帯域 シンクロスコープ



新製品 501A型

501A型シンクロスコープは V(垂直軸)、H(水平軸)が、プラグイン式ですから、付属のユニットをさしかえれば、一台で広範囲に活用できます。

DC~50MC	501A型 (プラグイン式)
DC~20MC	502A型 (プラグイン式)
DC~15MC	CT-521B型
DC~10MC	CT-520A型
DC~1MC	CT-511A型

お問い合わせは……

最寄りのナショナル計測器販売代行店あるいは、弊社の営業所、出張所までご連絡下さい。



松下通信工業

カタログ進呈 松下通信工業株式会社
横浜市港北区綱島町 TEL(046) 2751代

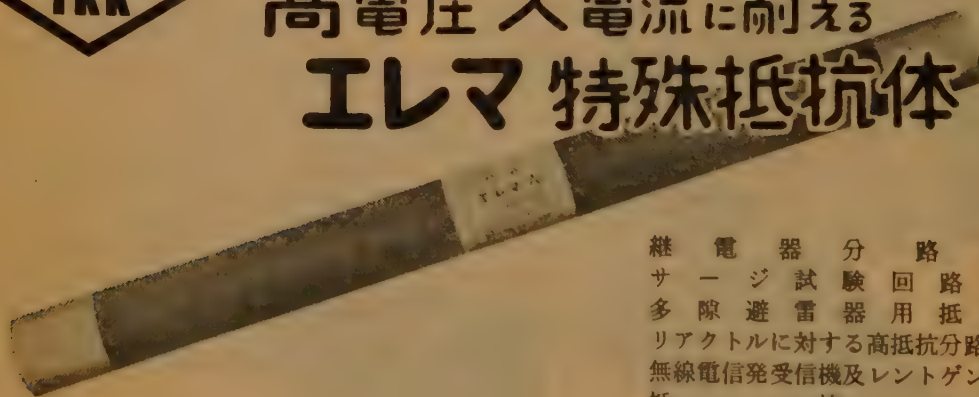
電線と ケーブル 日本電線



本社・東京都墨田区寺島町2-8 電話 611局 101~7
 営業所・東京都中央区築地3-10 恵和会館内 電話 (541) 2021~9
 大阪販売店・大阪市北区梅田町47番地7号704号室 電話大阪 36 3658・1171
 名古屋出張所・名古屋市中区広小路通4-17 東ビル 電話本局 (23) 0284
 福岡出張所・福岡市上瀬崎町42 電話東 (3) 4397
 仙台駐在員事務所・仙台市若林町 電話仙台 3515
 札幌駐在員事務所・札幌市北三条西四丁目7番地 電話札幌 (4) 1768



高電圧大電流に耐える イレマ 特殊抵抗体



継電器分路用
 サージ試験回路用
 多隙避雷器用抵抗
 リアクトルに対する高抵抗分路用
 無線電信発受信機及レントゲン機
 抵抗

東海高熱工業株式会社

本社 東京都千代田区神田旭町2大蓄ビル 電話 (251) 5131(代)
 営業所 大阪・名古屋・福岡・富山・広島・仙台
 工場 名古屋・京都

TATEISI

OMRON

新 商 品

制御盤が小形に組める

形MK2パワー・リレー

- ☆ マッチ箱の大きさでA.C 7.5 A を開閉できる
- ☆ とりつけに場所をとらず経済的
- ☆ プラグ・イン式で補修に便利

自動制御用に / 遠方制御用に /
決定版の小形パワー・リレーです

ほかにマイクロ・スイッチ、リミット・スイッチ、限時継電器、フロートなしスイッチ、3 Eモータ・リレー、誘導形保護継電器、圧力スイッチ、起動スイッチ、制御盤など製作。



形MK2
小形パワー・リレー

カタログ

送 呈

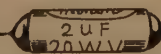
立石電機
継電器・自動制御

立 石 電 機 株 式 会 社		
京 都 市	右 京 区 花 園 土 堂 町 1 0	電 (44) 5181
立 石 電 機 販 売 株 式 会 社		
本 社	大 阪 市 北 区 堂 島 新 大 ビ ル 9 階	電 (36) 8571
支 店	東 京 都 大 手 町 産 経 ビ ル 別 館 4 階	電 (231) 5864
"	名 古 屋 駅 前 ト ョ ク ・ ビ ル 9 階	電 (55) 5437
出張所	福 岡 市 中 島 町 4 6	電 (2) 7226

マルコンシリーズ No. 6

新製品・タンタル固体電解コンデンサ

SOLPET



小サケテ品質ノヨイ

電 解 コ ン デ ン サ
タ ン タ ル コ ン デ ン サ
油 入 コ ン デ ン サ
M P コ ン デ ン サ

カタログ贈呈

Marcon

東京電器株式会社

東京営業所 東京都中央区日本橋本町4-9 (東山ビル) TEL (201) 9494(代表)
大阪営業所 大阪市北区細笠町50 (堂島ビル) TEL (34) 8 7 2 0

クテリオン

V 型振動試験機

用途

- ① 航空機、ロケット、自動車等の機体解析
- ② 電子機器および部品等の振動試験
- ③ 各種物体の共振周波数の測定
- ④ 各種物体の振動状態の測定
- ⑤ 各種物品、材料の疲労試験
- ⑥ ダンピング特性の測定
- ⑦ 構造物の振動試験
- ⑧ 液体の乳化、攪拌、混合
- ⑨ その他、各種の振動試験全般

特徴

- ① 振動数が広範囲に連続可変出来ます。
- ② 振幅を任意に調整出来ます。
- ③ 取扱が容易で可搬型ですので何処へでも移動出来ます。
- ④ オートサイクリングが可能です。
- ⑤ 騒音が有りませんので耳による不良個所の摘出が出来ます。
- ⑥ MIL、NDS、JIS、の振動試験全部が可能であります。
- ⑦ 加速度、振幅、速度メーターで直読出来ます。
- ⑧ 記録された振動の復元試験が出来ます。
- ⑨ 共振機に比べ共振点の測定には最適です。



VB-10型



V-500型

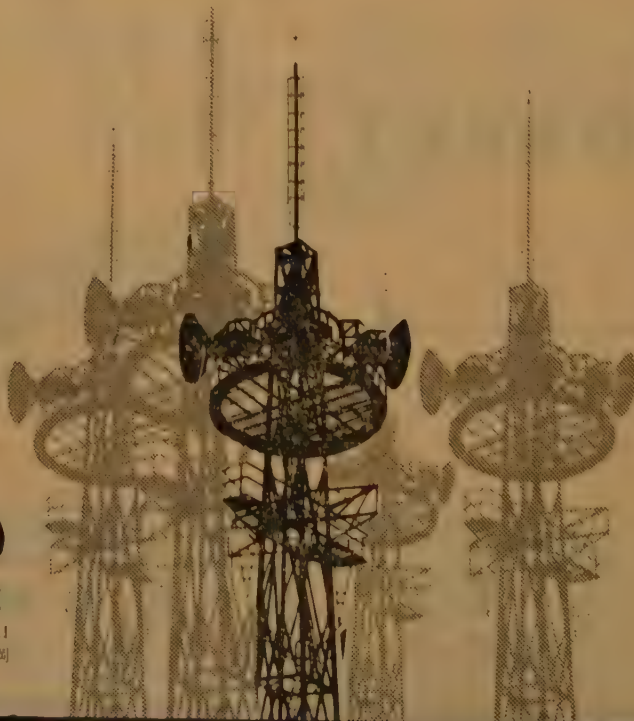
帝 国 電 波 株 式 会 社

本 社 東京都文京区白山前町44 TEL (921) 0145 (代)
 工場 埼玉県蕨市上町4-3311 TEL (0889) 4576 (代)

*アンテナから
鉄塔まで……

アンテナの
電気興業株式会社

東京都品川区大井元芝町1880電話(761)3111
 営業所 札幌・刈谷・大阪・門司・福岡





サーミスタ

温度測定、温度制御、トランジスタ
温度補償、超高周波電力測定、発振
器振巾安定、通信回路自動利得調整、
継電器動作遅延、サージ電流抑制用
その他

最も安定度の高い 石塚電子の半導体製品

火花消去に シリスター (SiCバリスター)

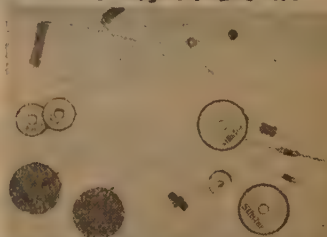
(カタログ進呈)

火花消去、サージ電圧抑制、
定電圧用 その他



石塚電子株式会社

東京都江戸川区小岩町2の2916 代表 電話 エド川(65)1633番



ゲルマニウム シリコン 加工機

◎スライシングマシン

Type 8—SCTH

- ☆手動式・油圧
- ☆半自動式・油圧操作
- ☆自動式・油圧操作ラジエット方式
- 使用ブレード 径 75 mm t0.4,
100 mm t0.4, 125 mm t0.4

◎ラッピングマシン

ラップマスタータイプ

仕様 タイマー・自動攪拌装置・電磁バルブ付
ラップ盤 径 12 吋ミハナイト鋳鉄使用



(スライシングマシン)

三池理化工業株式会社

東京都新宿区番衆町 12

TEL (351) 5207

デジタル計測の小野測器



0-171型 トランジスター式
自動計数器

1.2MC/s 分解能
D.C.12V (7VA)

2 年 間 保 証

広 い 測 定 範 囲 と 用 途

周波数 D.C. ~ 1.2MC/S

回転数 0 ~ 600,000 rpm

時間間隔 10^{-6} ~ 10^5 sec

小 型 ・ 軽 量 (重量 6.5 kg)

電 源 一 交 直 両 用

A.C. 100V (15VA) / D.C. 12V (7VA)



株式会社 小野測器製作所

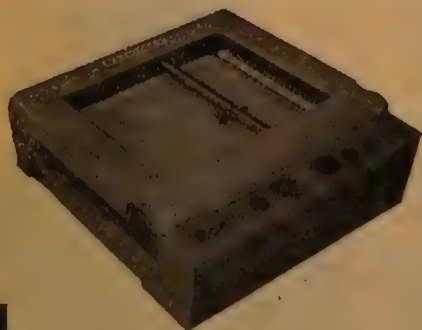
(738) 1900

東京都大田区下丸子 257 Tel. (731) 9937

(731) 8866

W X-Yレコーダ

405型



特 長

1. 記録面 : 有効記録面が大きい
2. 記録速度 : 最大速度 50 cm / sec
3. 最高感度 : 0.5 mV / cm (両軸共ペンの動きに対して)
4. 分解能 : フルスケールの 0.1% 以内
5. 記録面の傾斜 : 記録面は水平及び 25°, 50°, 75° の 4 段にかえられる。

営 業 品 目

ペン書きオシログラフ

ペンガルバノメータ

X-Yレコーダ

MA 型

MA-PA 型

CH 型

CL 型

外 各種直流増巾器

本社：工場 東京都品川区東大崎 1-866

TEL 東京 (491) 1966・3250・3852・8827

大阪出張所 兵庫県尼崎市東富松字大除溝

TEL 大阪 (48) 6860

西日本代理店 富士物産株式会社

広島県広島市横川町 2

TEL 広島 (3) 2144・1888

(株) 渡辺測器製作所

古き伝統と新しい技術 コロナモーター



シーリスモーター
シンクロナスモーター
キャパシターモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。



(旧 社 名 花 塚 電 機 産 業 株 式 会 社)
コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒(712)代表3146-9

＝代理店＝

(株) 入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電 話 (241) 代表 5 2 8 1
嶋 村 商 店
東京都千代田区神田五軒町42
電 下 (891) 9 9 5 3, 4 3 4 6
吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町35
電 小 (921) 1 0 4 2, 7 0 8 8
営業所 長野市横町20
電 話 長野 4 6 0 1
新潟市下大川前石油企業会館内
電 話 新潟 (3) 0 6 0 3
ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の22
電 芝 (431) 1578, 1718, 4652, 8388
日本電化工業社
京都市下京区河原町通り四番下(日生ビル)
電 下 (5) 2 5 8 7, 9 2 4 7
沢電気機械株式会社
大阪市西区土佐堀通り2の8
電 大 (44) 3 7 1 5 (代表) - 9
(株) 西山製作所
大阪市東区瓦町2の15
電 北 (23) 5755, 229, 448
(有) 入江製作所
名古屋市中区大池町1の48
電 中 (24) 1 6 2 1, 6 3 8 9
岩谷産業株式会社
大阪市東区本町3
電 給 (26) 3251-5, 8251-5
営業所 東京・名古屋

貴社の生産性向上と新しい技術躍進には

新製品 826A(A1)型 標準信号発生器



概 要

本器は50kc~50Mcの範囲
の非変調波、振巾変調波を
発生する普及型信号発生器
で各種受信機の調整、試験
あるいは種々の通信機用部
品の試験用などに適してい
ます。

新製品 501A型 V・Hプラグイン型 シンクロスコープ

概 要

本器は、垂直軸と水平軸をプラグ
イン型にしたdc~50Mcの広帯域
シンクロスコープです。
附属のプラグインユニットを差し
換えることにより、2現象用、あ
るいは遅延掃引用など万能型とし
て、あらゆる用途に利用できます。



新製品 976A型 高抵抗ブリッジ

概 要

本器は、検出器に高感度の
直流増巾器を使用し、他に
電源、標準抵抗などを使用
することなく、1,211MΩま
での測定ができる高抵抗ブ
リッジです。高抵抗のみで
なく、比較的低い抵抗でも
簡単に測定できるので一般
の直流抵抗の精密測定にも
適しています。



新製品 51A型
広帯域垂直プラグインユニット
新製品 51B型
広帯域二現象垂直プラグインユニット
新製品 51S型
遅延掃引水平プラグインユニット

電 気 計 器
通 信 測 定 器
工 業 用 計 器

各メーカー
総合型録
60年度版贈呈

電計ショールームを御覧下さい。



日本電計株式会社

東京都千代田区神田須田町1の28 (291)5111~5



松下通信工業株式会社 代行店

アルミニウム表面処理専門

○(特許)アルミニウム超硬質処理 (耐絶縁性, 耐腐蝕性, 耐磨耗性) 等に最適

○アルミライト法に依る装飾及び防錆処理一式 (白色, 金色, 銀色, 黒色, 原色, パール, その他各種色彩メッキ及び梨地仕上 塗装下地用アルマイト処理)

○鍍金処理 (アルミニウム及びアルミ合金に各種電気メッキ)

電化皮膜工業

東京都大田区今泉町 259 番地 TEL (731) 3169 (738) 0825

小型メーターリレー



WR-65N型

60×60×80



WO-3型

40φ×50

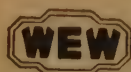


WO-5型

25φ×40

原理 メーターリレーは可動コイル型の計器リレーで直流の電圧電流で動作させる外整流器と組合せ交流で熱電対と組合せ高周波で光電池と組合せ光で動作できます。

用途 真空管回路の保護, 電源電圧の自動調節, 温度, 回転数, 過負荷, 周波数制御の外火災警報, 機器絶縁異常警報, その他広く使用できます。



渡辺電機工業株式会社

東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地
電話 青山 (401) 2281・6141~4

ワドーのトランジスター・電子管金属材料

MINIRON 52

軟質ガラス封入用

Fe-Ni-Cr 合金

平均膨脹係数 $8 \sim 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$

($20^{\circ}\text{C} \sim 500^{\circ}\text{C}$)

中里合名会社

東京都中央区日本橋両国五番地

電話東京(851)局 5121・5122・5123
5124・5125・5126

製造 株式会社 和 銅 電子材料製造部



NICUM

電気機器


真空

(ワニス)

の絶縁を完全にする
乾燥・含浸装置
・コンパウンド含浸装置)

主なる
納入先

愛知電機 中国電力・安川電機
沖電機・三菱電機・北辰電機・住友機械
東洋レーヨン・オリヂン電機 三洋電機



日空工業株式会社

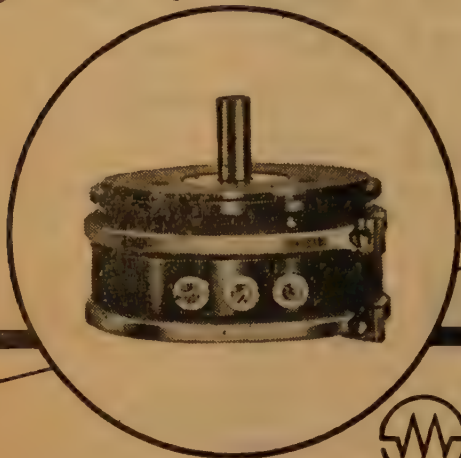
本社 大阪市西区江戸堀南通3の18
電話土佐堀(44)181.9512~4
東京 東京都台東区二長町1(東神ビル)
出張所 電話下谷(831)2161(代表)

スゴリの ポテンシオメータ



新製品

本器はオートメーションにおける圧力の検出部に広く利用されつつある電気変換装置で、BellowsおよびCoil springからなる受圧部のStrokeを直接linear motion Potentiometerに連動せしめたもので Frictionless Supportにより Hysteresisを極度に減じた構造となっている。



Continuous
Potentiometer
CP-5S

株式会社 緑測器研究所

東京都杉並区下高井戸4の927

TEL (321) 7941・(328) 1269

関西地方 代理店 明立技研株式会社

大阪市西区阿波瀬通1の25

三晃ビル

TEL 大阪 (54) 1078・2461



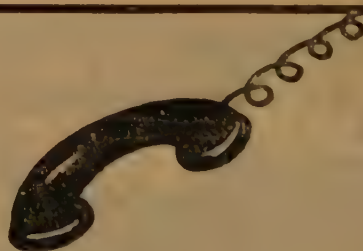
地方取引特ニ歓迎
在庫豊富・即納

計測器・

電話機・交換機・諸部分品

架線用・諸材料

ケーブル電線・工事用諸材料



早く・安く・よい品を！

株式会社

山西

本社 大阪市浪速区恵美須町2丁目27番地
電話 大阪 (64) 5番・6番・7番・18番・19番

出張所 東京都千代田区6番町5番地
電話 九段 (331) 6031番 (301) 2765番
(332) 4965番

振替口座 大阪五番

FPU パラボラ遠隔制御装置

TP18-1 型 NHK 納入
東京タワー鉄塔150m 上に
取付けられた回転パラボラ
四装置の中一台を示す



用 途

本装置はTV放送局において、TV映像の移動、中継局よりの受信に使用するパラボラ空中線装置で一組又は四組のパラボラ装置を鉄塔上に設備し遠隔制御により任意の移動中継局よりの映像受信を全方向カバーすることができる。

規 格

- (1) 使用周波数 6875Mc~7125Mc
- (2) 利 得 35db
- (3) VSWR 1.1以下
- (4) 開口 径 4呎(開口径6呎にも使用出来る)

重 量

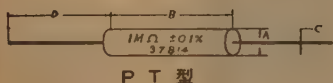
パラボラ、回転装置を含み1組の重量は約450kgである。

株式会社 加藤電気工業所

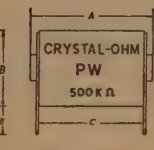
東京都北区東十条2-6
電話 王子(911) 3672・0093・(919)2230

CRYSTAL OHM

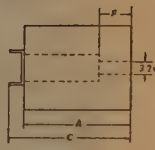
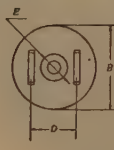
精密捲線抵抗器



PT 型



PW 型



PB 型

型	名	P T	PT-1	PT-3	PTS	PTL
寸 法 mm	A	13	20	8	8	8
	B	38	38	30	70	100
	C	1	1	1	1	1
	D	50	50	30	50	50
	E	50	50	30	50	50
抵抗値範囲	R _N	1 MΩ	2 MΩ	150 KΩ	800 KΩ	1 MΩ
	R _A	150 KΩ	400 KΩ	25 KΩ	150 KΩ	200 KΩ
	0.05 %	25 Ω	25 Ω	50 Ω	50 Ω	25 Ω
	0.1 %	10 Ω	10 Ω	20 Ω	20 Ω	10 Ω
	0.25 %	5 Ω	5 Ω	10 Ω	10 Ω	5 Ω
	0.5 %	1 Ω	1 Ω	2 Ω	2 Ω	1 Ω
	1 %	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω
	W40	1	2	0.5	1	1.5
	W20	0.5	1	0.3	0.5	0.75
	F	1000	1500	270	900	1200
仕 切 数		4	4	2	8	12

型	名	P W	PW-1	PW-2	PW-3	P B	PB-1
寸 法 mm	A	32.5	57.5	32.5	57.5	28	12
	B	20	20	25	25	22	17
	C	27.5	52.5	27.5	52.5	32	14.5
	D	17	17	17	17	12	9
	E	7	7	4.5	4.5	7	5.5
抵抗値範囲	R _N	1 MΩ	2 MΩ	2 MΩ	5 MΩ	1 MΩ	250 KΩ
	R _A	200 KΩ	400 KΩ	400 KΩ	1 MΩ	200 KΩ	50 KΩ
	0.05 %	25	25	25	25	25	50
	0.1 %	10	10	10	10	10	20
	0.25 %	5	5	5	5	5	10
	0.5 %	1	1	1	1	1	2
	1 %	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	1
	W40	1	3	1.5	5	1	0.5
	W20	0.5	1.5	0.8	2.5	0.5	0.3
	E	1000	2000	1200	2000	1000	270
仕 切 数		4	4	4	4	0	0

R_{max} 最大抵抗値, R_{min} 最小抵抗値, R_N 抵抗温度係数 +1.3×10⁻⁴/°C (0.1%以下 2×10⁻⁴), R_A ±0.2×10⁻⁴/°C W40 温度上昇 40°C, W20 温度上昇 20°C

真下製作所

渋谷区恵比寿西1丁目18 電話(461)0712・8037

カタログ贈呈

クリスタルオーム



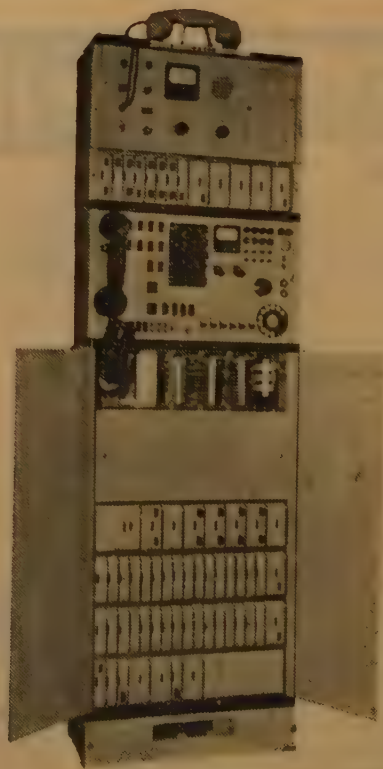
完全な技術でおくる…

12GC 簡易マイクロ波通信装置

本機は12.4～12.7GHz帯の固定用小通話路用（12CH以下）のマイクロ波多重通信装置で、搬送端局装置と組合せ電話回線を接続することができます。小通話路に最も適した通信方式を採用しています。

特 長

- マイクロ波真空管、特殊真空管以外のトランジスタ化
- 送信管、局発管共用方式
- AFC方式
- 狭帯域受信方式
- 送受空中線共用、偏波面による送受分離
- マイクロ波ヘッド部と空中線の一本化
- 低損失高感度方式による反射板使用範囲の拡大



沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10 TEL.(451) 2191, 9271

DC~60MC

これが60年型の
シンクロスコープです

岩崎のシンクロスコープ

国内最大のシンクロスコープ専門メーカーの岩崎通信機は、いよいよDC~60MCの広帯域型シンクロスコープSS-5601の販売を開始しました。

SS-5601

SS-5601の性能

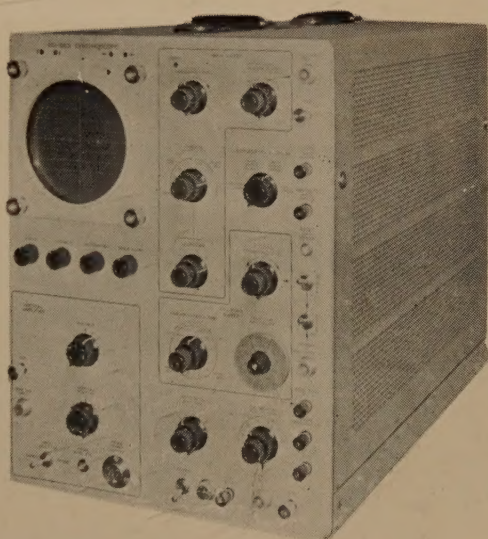
ブラウン管	5BHP2
感度	0.05V/cm~0.2V/cm
周波数特性	DC~60MC-3db
掃引速度	拡大器を含め 0.02μsec/cm~12sec/cm
校正電圧	0.15mv~50V
寸法	350W×450H×720L

又、新製品として、5吋ブラウン管を使用した、DC~5MCのSS-5051
DC~2MCのSS-5021
も加わりました。

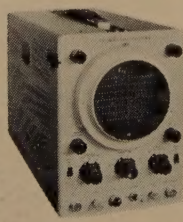
このほか、次の種類のシンクロスコープがあります。

DC~4MC	SS~3041	ミゼットタイプ
DC~5MC	SS~5052	ポータブルテレビ用
DC~10MC	SS~5102	プラグインシステム
DC~15MC	SS~5151	スタンダード
"	SS~5152	スタンダードテレビ用
"	SS~5154	南方向
"	DS~5155	2ビームプラグイン
DC~30MC	SS~5302	プラグインシステム
DC~1MC	MS~5012	メモリープラグインタイプ

エレクトロニクスの凡ゆる分野で活躍している岩崎のシンクロスコープを御用命下さい。



SS-5051
DC~5MC



SS-5022
DC~2MC



岩崎通信機株式会社

カタログ等お問合せは営業所又は出張所に
願います。

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野不動産ビル
電話 (271) 0461~8・0471~7
大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル
電話 (23) 1616(代表)
本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710 電(391)2231(代表)
出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本

カタログ進呈

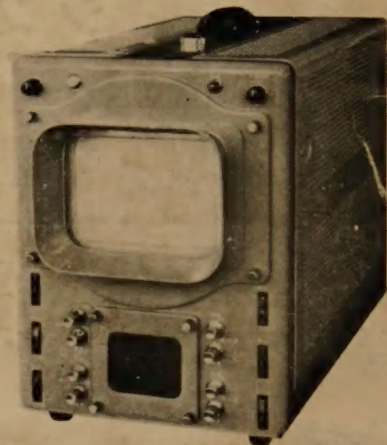
最近ラジオ・テレビジョンなど放送機器がトランジスタ化される傾向にあります。当社においてはつとにこれに着手し、すでにイメージオルシコン・カメラ、カラー用マイクロ波中継装置をはじめとして各種映像機器のトランジスタ化を完了しております。

今回はトランジスタ化放送機器のうち特に映像機器4種についてご紹介しましょう。

特徴

1. モニタータイプとしては非常に小型化されていて携帯用に便利
2. 高圧整流管以外は全部トランジスタ化されている
3. 機能的にはパルスクロスのほかは従来のマスターモニタに準じて使用可能
4. 7TP4の受像管を使用し、電流は直流-21.5 ~ 26.5 Vで使用
5. 寸法・重量 240(巾)×340(高さ)×525(奥行)・約17kg

トランジスタ化 マスターモニタ



Shibaden

芝電の テレビジョン 放送機器

オールトランジスタ化...

特徴 (同期信号発生器、映像分配増幅器、同期分配増幅器に共通)

1. 各部が標準寸法でユニット化されていて、プラグイン方式となっているために取扱いに便利
2. 電源は交流100V、200Vまたは直流24V、いずれでも使用可能 (停電の時はリレーにて自動切替へ可能)
3. ユニットはラックに納められ、ユニット交換ができる

同期信号発生器は本体、電源部および同期結合部、波形監視部の3棚より構成されています。

芝電気株式会社

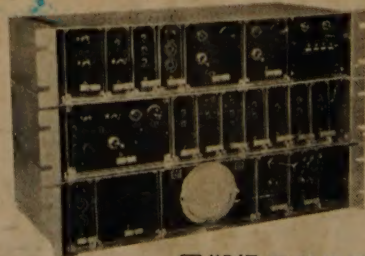
本社・工場 東京都世田谷区野沢町2丁目148 (421) 5111~5



映像分配増幅器



同期分配増幅器



同期信号発生器

